RADIOTECNICA
teorica e pratica

MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI

ANNO II - NUMERO 06 - 31 MARZO 1951

C. R. A. R.

RESISTENZE A FILO LACCATE

Alta precisione - Ottima presentazione
Indicate per strumenti di misura

Potenza Watt.	Dimensioni mm.	Valori di resistenza
0,5 W	4,5 × 29	da 10 a 4 KOhm
1 W	6,1 × 30	da 10 a 5 KOhm
2 W	8 × 34	da 10 a 10 KOhm
3 W	8 × 45	da 10 a 12,5 KOhm
4 W	8 × 55	da 10 a 15 KOhm
5 W	10 × 57	da 10 a 20 KOhm
6 W	10 × 64	da 10 a 20 KOhm
8 W	13 × 57	da 10 a 20 KOhm

Fire

RESISTENZE AD IMPASTO

tipo americano

Piccolissime dimensioni - Ottima dissipazione termica - Economia di costo - Assoluta costanza di taratura

Impiegate dalle migliori fabbriche di apparecchi radio

Watt	Dimensioni
1 [illegible]	10 × 3
1/2	15 × 5
1	20 × 5

ORGANIZZAZIONE COMMERCIALE

Concessionario Generale per l'Italia: Gian Bruto Castelfranchi MILANO - Via S. Antonio, 13 - Tel. 890358

LOMBARDIA: Ditta R. C., Milano, Via Clerici, 8 — **PIEMONTE:** Ditta Phonopress, Torino, Via Mazzini, 31 — **TRE VENEZIE:** Caldironi Guido, Milano, Via V. Monti, 56 — **MARCHE-ABRUZZO:** Contini - Bruni, Ancona, Via Circonvallazione, 3 — **LAZIO:** Vannini Alberto, Roma, Via Avignonesi, 5 — **TOSCANA:** Nutini & Ciabani, Firenze, Via delle Terme, 11/r — **PUGLIE:** Antezza Aldo, Bari, Via G. Murat, 110 — **CALABRIA-SICILIA:** G. Grazioso, Reggio Calabria, Via degli Arconti, 16 — **CAMPANIA:** Ditta Cecere Raffaele, Miano-Napoli, Via Filangeri, 1.

SABA di SANDRI CARLO

MILANO
Via Renato Serra, 2
Telefono N. 99.03.09

Gruppi A.F. e M.F.

"...... I prodotti **SABA** *rispettano il miglior criterio di Costruzione Radio Elettriche"*



M. MARCUCCI & C.

Fabbrica Apparecchi Radio e Accessori
Via F.lli Bronzetti 37 - **MILANO** - Telefono n. 5.27.75

VISITATECI ALLA FIERA CAMPIONARIA DI MILANO
(12-29 aprile 1951) al posteggio N. 1668 (Padiglione Radio)

Ricevitori radio
Apparecchi portatili
Autoradio
Scatole montaggio
Radio accessori
Attrezzi per radiotecnici
Macchine bobinatrici



MILANO
C.so Lodi 106, tel. 589355

ALFREDO MARTINI

● Scale parlanti (solo parte meccanica)

Radiomeccanica in genere ● Cestelli per altoparlanti

N. 6 "RADIOTECNICA" 31 Marzo 1951

teorica e pratica

EDITORE: M. De Pirro
DIRETTORE RESPONSABILE: Giuseppe Termini
DIRETTORE AMMINISTRATIVO: M. De Pirro
CONSIGLIERE TECNICO: P. Soati
DIREZIONE, AMMINISTRAZIONE, UFFICIO PUBBLICITA': MILANO - Via privata Bitonto, 5
C.C.P. 3/11092
STAZIONE SPERIMENTALE:
I1PS, Via Marconi, 24 - Sesto Calende (Varese)

« RADIOTECNICA » esce a Milano mensilmente. Un fascicolo separato costa L. 200 nelle edicole e può essere richiesto alla nostra Amministrazione inviando L. 170.

ABBONAMENTI: Per 3 fascicoli . . . . . L. 500
Per 6 fascicoli . . . . . L. 900
Per 12 fascicoli . . . . . L. 1800

SOMMARIO

Scambi ed offerte di materiale • Ricerche ed offerte d'impiego

Se autentica occasione comprerei ricevitore tipo BC 348, ottimo stato: indicare prezzo. Sempre se perfetta efficienza comprerei Frequency meter BC 221. Scrivere « RADIOTECNICA ».

* * *

28enne ottimo elemento, licenza commerciale, attivo, pratico lavori ufficio, magazzeno e servizi vari, offresi come magazziniere presso seria ditta costruzioni radio. Scrivere « RADIOTECNICA ».

* * *

Occasione vendo anche separatamente tre scatole montaggio radiogrammofono, mobile tipo « Midget ». Scrivere « RADIOTECNICA ».

NOTE DI REDAZIONE

Preghiamo vivamente gli abbonati che provvedono al rinnovo dell'abbonamento o che ci scrivono per altri motivi, di indicare sempre il numero riportato sulla fascetta con la quale viene loro inviata la rivista.

◇ ◇ ◇

Causa l'elevato numero di lettere che ci pervengono giornalmente, preghiamo tutti coloro che ci scrivono, escluso per eventuali reclami, di allegare il francobollo per la risposta.

◇ ◇ ◇

Preghiamo altresì coloro che ci inviano richieste di « Consulenza » di non trattare nelle stesse, questioni di carattere amministrativo o vario ma di riportarle in un foglio separato allegato alla richiesta in questione. Ciò per evitare disguidi dato che alla consulenza viene dato corso in ordine di richiesta.

◇ ◇ ◇

In via eccezionale a coloro che si abboneranno annualmente, con decorrenza da qualsiasi numero anche arretrato, versando l'importo di lire 2100, spediremo tre numeri arretrati a loro scelta; versando lire 2200 ne spediremo quattro. Gli abbonati semestrali per avere diritto a tre numeri invieranno lire 1250, per quattro lire 1350.

◇ ◇ ◇

Il calcolo delle distorsioni che si verificano in un generatore di tensione a frequenza acustica del tipo a resistenza-capacità, verrà riportato nel N. 7. L'elaborazione di esso, che può essere seguita da chiunque, è stata eseguita da un tecnico del laboratorio di ricerche « LAEL ».

◇ ◇ ◇

Nel N. 7 si riporterà anche lo schema dettagliato dell'apparecchiatura per... SPARARE CON UN RAGGIO DI LUCE. Il ritardo è unicamente dovuto a ragioni di impaginatura.

FONDAMENTI TEORICI E PRATICI della MODULAZIONE di FREQUENZA

Dott. A. Recla

DIRIGENTE TECNICO DELLA DITTA ABC RADIOCOSTRUZIONI

Ordinario di radioapparati all'Istituto Radiotecnico di Milano

STADI CARATTERISTICI DEI RICEVITORI PER FM

(I primi due capitoli di questa trattazione sono stati riportati nel N. 2 - 1950, pag. 40, e nel N. 4 - 1951, pag. 100).

Nei precedenti articoli si sono enumerati i pregi delle trasmissioni effettuate con il sistema a modulazione di frequenza. Essi si possono così riassumere: possibilità di ottenere una ricezione particolarmente esente da disturbi sia interni che esterni; maggiore fedeltà di ricezione in confronto del sistema a modulazione di ampiezza.

Per raggiungere i vantaggi caratteristici della modulazione di frequenza occorre però seguire diversi accorgimenti propri della tecnica dei ricevitori per FM. E' necessario anzitutto far osservare a chi si accinge alla costruzione di questi ricevitori, che con essi è più facile andar incontro a degli insuccessi, in quanto le audizioni risultano distorte e disturbate da rumore di fondo se non sono attuati tutti gli accorgimenti richiesti. Le cause di questi insuccessi risiedono normalmente nella progettazione inadeguata e nella non rilevante intensità del campo elettromagnetico disponibile. In tutti gli stadi, come si dimostrerà nel corso di questa trattazione, possono nascere delle distorsioni; esse sono però imputabili anzitutto:

1) *al limitatore,* che non attenua a sufficienza le componenti modulate in ampiezza, da qualsiasi parte esse provengano;

2) *al discriminatore,* che non è bilanciato e che non possiede una caratteristica sufficientemente ampia e simmetrica.

Quanto sopra presuppone naturalmente che non vi siano imperfezioni di altro genere, quali per esempio, tendenza all'innesco degli stadi a FI o dei filtri di banda con caratteristiche dissimetriche e banda passante insufficiente, ecc.

Sul funzionamento del limitatore e sulla sua importanza, si tratterà ora largamente.

NECESSITA' DEL LIMITATORE

a) Soppressione dei disturbi.

Le ragioni che impongono la limitazione delle componenti a modulazioni di ampiezza, presenti in un'onda modulata in frequenza, sono due, cioè:

1) è noto che un'onda modulata in frequenza è accompagnata dai cosidetti disturbi; questi possono essere di origine esterna (disturbi prodotti dal sistema di accensione nelle automobili e simili), o interna (fruscìo di fondo); comunque siano essi hanno per effetto di modulare in ampiezza l'onda in arrivo dalla trasmittente e di pervenire agli stadi a frequenza acustica dopo essere passati dal rivelatore.

Da ciò la necessità di sopprimere queste componenti.

In effetti oltre alle componenti in ampiezza, il disturbo crea anche delle componenti modulate in frequenza, analogamente cioè a quanto avviene per effetto della modulante.

Queste componenti che non possono essere eliminate, pervengono inevitabilmente negli stadi a B.F. del ricevitore.

Uno studio accurato (1) sul grado più opportuno di soppressione da conferire al limitatore di ampiezza per ottenere un buon compromesso nella eliminazione dei disturbi, porta alle seguenti conclusioni che riassumiamo in breve.

Indichiamo con *Dam* l'insieme delle componenti modulate in ampiezza e con *Dfm* quelle modulate in frequenza; generalmente durante il processo della modulazione di un'onda da parte dei disturbi, le componenti modulate in ampiezza sono prevalenti rispetto a quelle modulate in frequenza; risulta cioè:

$$\mathrm{Dam} \ll \mathrm{Dfm}$$

Il compromesso che stiamo ricercando si basa sul fatto che conviene sopprimere il disturbo *Dam* fino a che si riduce allo stesso ordine di grandezza di quello *Dfm,* in modo cioè che sia

$$\mathrm{Dam}/\alpha = \mathrm{Dfm},$$

nella quale si è indicato con α il fattore di soppres-

(1) *Electronic Application Bullettin, ottobre* 1950.

sione espresso, come è noto, dal rapporto fra il grado di modulazione in ampiezza esistente nel segnale di entrata e quello esistente nel segnale che si ha all'uscita, cioè dopo la rivelazione. Questo compresso è giustificato dal fatto che con un ulteriore aumento del fattore di soppressione non si ottiene una notevole riduzione dei disturbi; si complica invece la struttura del ricevitore che richiede un numero maggiore di stadi e varii altri accorgimenti particolari.

Effettuando i dovuti calcoli teorici, che potremo riportare in altra sede, risulta α = 22. Ciò significa che per ottenere una conveniente attenuazione dei disturbi, è necessario che il fattore di soppressione sia uguale a circa 22.

Questo importo è appunto ottenuto nei ricevitori per FM mediante uno o due stadi limitatori.

Invero nei ricevitori più moderni la limitazione di ampiezza è normalmente affidata al discriminatore perchè ciò consente di diminuire il numero dei tubi. Lo studio dei limitatori, che rientra nel quadro di questa trattazione, conduce ad una più agevole comprensione del funzionamento di questi discriminatori.

b) Eliminazione della distorsione di ampiezza.

Un'altra ragione che giustifica la necessità di procedere alla limitazione delle componenti modulate in ampiezza, risiede nel seguente fatto.

Un'onda che attraversa un sistema di filtri di banda, è soggetta a subire delle variazioni di ampiezza prodotte dalla disuniformità del responso dei filtri che, come è noto, non presentano normalmente delle caratteristiche ideali, cioè perfettamente rettangolari. Il segnale ad AF, modulato in BF, percorre due volte per ciclo la curva di risonanza del filtro ed è quindi attenuato due volte per ciclo; da ciò la presenza della II. armonica (fig. 1 A).

Il calcolo di grado di distorsione, ossia la percentuale di armoniche, può essere svolto in base ai valori che dovrà assumere la tensione agli estremi delle frontiere per una determinata Δ f. Se, per esempio, l'attenuazione del segnale è del 15% andando dal centro alle frontiere della curva caratteristica, vuol dire che si è introdotta una distorsione uguale a 15/2, cioè del 7,5%.

Per diminuire questo inconveniente è necessario che la caratteristica dei filtri segua un andamento poco variabile nell'intervallo corrispondente a + 75 . Kc/s. A ciò si giunge infatti sia adottando diversi gradi di accoppiamenti fra gli elementi stessi del filtro (da K . Q = 1 a K . Q = 1,4), sia anche connettendo dei resistori in parallelo ai circuiti oscillanti.

CLASSIFICAZIONE DEI LIMITATORI DI AMPIEZZA

Le disposizioni circuitali con le quali si ottiene una limitazione di ampiezza tanto in uno stadio separato quanto nello stadio del discriminatore, si differenziano l'una dall'altra per il principio di funzionamento e possono essere classificati come segue:

1) limitatori per corrente di griglia;
2) limitatori per corrente di placca;
3) limitatori a retroazione istantanea;
4) limitatori a diodo;
5) limitatori elettronici.

Limitatori per correnti di griglia.

Con questa prima disposizione l'azione limitatrice ha luogo nel circuito di griglia ed in quello di placca. In serie con il circuito oscillatorio di griglia, accordato sulla frequenza intermedia, si comprende un resistore shuntato da un condensatore (R, C, fig. 1 B). Il rapporto fra la resistenza R, il cui valore è normalmente intorno a 100 K-ohm, e la resistenza interna di griglia, che è dell'ordine di qualche migliaio di ohm, è sufficientemente elevato per trasformare in caduta di tensione agli estremi di R, le variazioni di ampiezza provocate dai disturbi e che coesistono con la modulazione in fre-

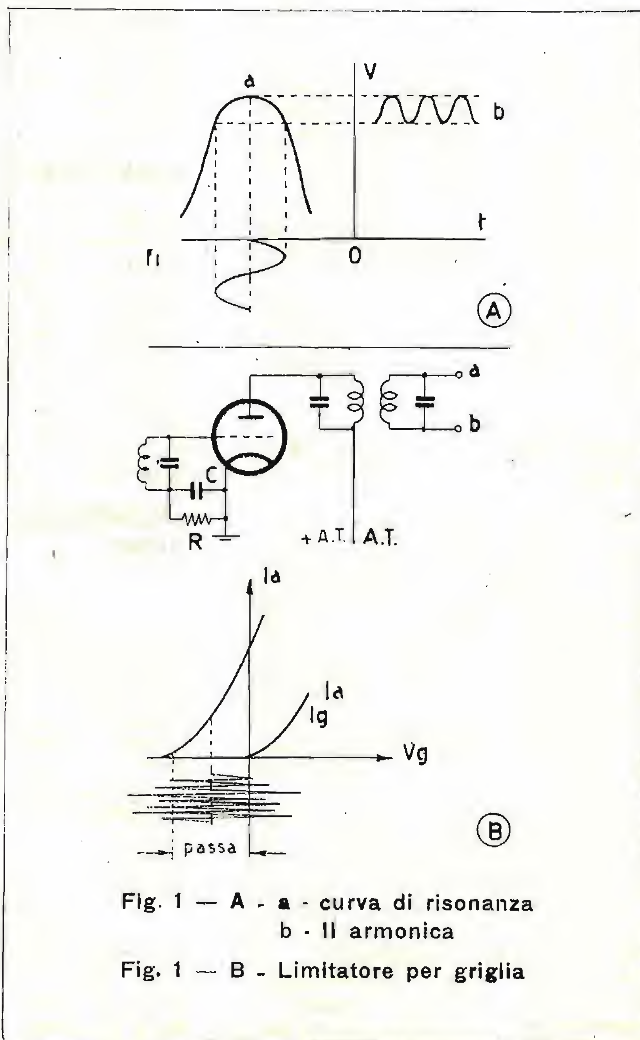


Fig. 1 — A - a - curva di risonanza
b - II armonica

Fig. 1 — B - Limitatore per griglia

quenza della tensione eccitatrice. Si stabilisce infatti una corrente di griglia durante le elongazioni positive di ampiezza della tensione d'ingresso alla quale si accompagna la formazione di una tensione agli estremi di R. Durante le elongazioni positive la griglia assume pertanto un potenziale fisso in quanto risulta cortocircuitata con il catodo attraverso la sua stessa resistenza interna.

Determinandosi una tensione di polarizzazione agli estremi di R, si verifica uno spostamento verso sinistra del punto di lavoro stabilito inizialmente sulla curva caratteristica Ia, Vg del tubo. In questo modo le semialternanze negative della tensione eccitatrice sono amplificate ma solo parzialmente, fino a quando cioè assumono un'ampiezza inferiore.

(*continua nel N. 7*)

PROPAGAZIONE DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE

leggi e particolarità

P. Soati, I1PS.

EVANESCENZA.

L'evanescenza conosciuta anche con il nome di « Fading » è un fenomeno che si riscontra comunemente nella propagazione delle onde e.m. e consiste in variazioni molto irregolari dell'intensità di campo, in ricezione, delle emissioni radioelettriche. Questo fenomeno è particolarmente accentuato nelle onde che si propagano per via ionosferica o troposferica, cioè onde corte e medie, mentre assume proporzioni molto più ridotte nelle onde lunghe e lunghissime ed in quelle a portata ottica. Mentre in passato si dava di esso una definizione unica attualmente se ne danno le seguenti quattro che esaminiamo dettagliatamente.

EVANESCENZA DI ASSORBIMENTO.

Questo tipo di fading, che è caratterizzato da un periodo piuttosto lungo, è dovuto all'assorbimento che subiscono le onde e.m. nella ionosfera e dipende strettamente dalle variazioni, generalmente lente, della concentrazione ionica e dell'altezza degli strati ionizzati. Esso quindi è facilmente riconoscibile, sia ad orecchio sia all'S meter, perchè le variazioni d'intensità in ricezione avvengono più o meno profondamente ma in modo piuttosto lento.

In casi veramente eccezionali l'evanescenza per assorbimento può dar luogo ad un fenomeno particolarmente interessante. Infatti talvolta su una data stazione si possono constatare delle variazioni d'intensità, in ricezione, regolarissime nel tempo, con frequenza compresa fra alcuni decimi e qualche periodo al secondo, aventi caratteristiche identiche a quelle che si riscontrano sulle frequenze usate contemporaneamente da due o più stazioni le quali irradino con piccolissime differenze di frequenza dando luogo a battimenti dell'ordine di pochi decimi di periodo fino a qualche periodo.

EVANESCENZA PER INTERFERENZA.

Tale evanescenza è dovuta al fatto che le onde e.m. giungono al ricevitore effettuando percorsi diversi o subendo un numero differente di riflessioni fra gli strati ionizzati e la terra. E' evidente che onde relative ad uno stesso segnale potranno in tal caso arrivare sfasate le une rispetto alle altre dando luogo a variazioni d'intensità che a differenza dell'evanescenza per assorbimento, sono irregolarissime e sono massime quando è massimo lo sfasamento fra le diverse onde e minime quando lo stesso è minimo. Identico fenomeno può riscontrarsi nelle località vicine ad un trasmettitore dove giungano contemporaneamente tanto il raggio diretto quanto quello indiretto.

EVANESCENZA DI SALTO.

Questo tipo di evanescenza si può constatare in quelle località nelle cui vicinanze le onde e.m. siano riflesse verso gli alti strati. Se a causa di eccezionali mutamenti della ionosfera, tale punto di riflessione subisce uno spostamento si potranno verificare degli affievolimenti della intensità di campo di una data stazione, i quali saranno piuttosto profondi e con un periodo lunghissimo, e che cesseranno con il ritorno della propagazione alla normalità.

EVANESCENZA PER POLARIZZAZIONE.

Il piano di polarizzazione di un'onda e.m. che incide sulla ionosfera è soggetto ad un fenomeno di birifrazione che può originare due componenti magnetoioniche dette rispettivamente « raggio ordinario » che gira verso sinistra e « raggio straordinario » che gira verso destra. La velocità di penetrazione di questi due raggi nella ionosfera è diversa essendo diverso il loro indice di rifrazione.

Quando queste due componenti escono dallo strato ionizzato si possono combinare ancora insieme ma non più come un « piano polarizzato », ma come un campo, detto « Campo ellittico » che ruota cambiando, durante un periodo, sia di ampiezza che di direzione dimodochè il vettore rappresentativo percorre un ellisse. E' evidente che tale «campo ellittico» varierà di orientamento e di valore rispetto all'aereo ricevente dando luogo a delle variazioni di intensità note appunto con il nome di « Evanescenza per polarizzazione ».

Fenomeni simili all'evanescenza per assorbimento si possono constatare con apparecchi portatili o installati a bordo di auto, motoscafi etc. attraversando località nelle quali esistano grandi costruzioni, come ponti, edifici od altri ostacoli di notevoli dimensioni.

EVANESCENZA SELETTIVA.

I fenomeni di evanescenza non sono identici su tutta una gamma di frequenze ma possono subire notevoli variazioni anche per frequenze molto vicine. Si possono infatti verificare delle variazioni di ampiezza e di fase diverse anche fra le stesse frequenze delle bande laterali di un'onda modulata con una conseguente distorsione della modulazione (effetto Doppler).

ECO.

E' un fenomeno per cui uno stesso segnale può essere ricevuto due o più volte con un ritardo che può andare da alcuni microsecondi ad uno o più secondi. Esso è dovuto generalmente alla ricezione di onde che hanno effettuato percorsi differenti, per aver ricevuto più riflessioni in punti diversi, o per la ricezione di un'onda che ha effettuato il percorso più breve e successivamente dell'altra che ha effettuato il percorso inverso. Sono stati recentemente registrati echi di segnali con ritardi tali da supporre che essi avessero effettuato diverse volte il giro della terra.

EFFETTO LUSSEMBURGO.

E' un fenomeno per cui due onde aventi frequenza notevolmente diversa possono disturbarsi a vicenda ed in modo particolare quella della stazione più potente può modulare quella più debole. Esso è dovuto al variare, secondo per secondo, del numero degli urti fra le molecole e gli elettroni, per effetto delle onde e.m. nello strato E. Questo fenomeno in passato era poco conosciuto e si riteneva che ad esso fossero soggette soltanto le stazioni potenti della gamma onde lunghe. E' merito esclusivo di alcuni studiosi italiani aver portato a termine alcune interessanti esperienze che sono servite a chiarire la conoscenza di tale effetto. Infatti fra gli anni 1946 e 1950 il prof. M. Cutolo dell'Università di Napoli in collaborazione con le stazioni della RAI e della marina poteva dimostrare che l'effetto Lussemburgo poteva verificarsi anche sulla gamma delle onde medie e con potenze minime particolarmente in vicinanza della giro-frequenza.

GIRO-FREQUENZA.

Sotto l'azione di un campo magnetico H gli elettroni liberi della ionosfera descrivono delle orbite quasi circolari ad una frequenza detta « giro-frequenza » gr, e che è data dalla formula:

$$gr = \frac{cH}{2\pi m}$$

dove c corrisponde al valore della carica, m alla massa dell'elettrone.

L'esistenza di tale girofrequenza modifica la propagazione delle onde e.m. specie nella gamma compresa fra i 200 ed i 300 m. ★

- AM per 3 gamme
- FM per 467 Kc/s e per 10,7 Mc/s
- Attenuatore ad impedenza costante e a lettura diretta
- Voltmetro a tubo
- 4 tubi, raddrizzatore compreso

GENERATORE DI SEGNALI AM-FM

Caratteristiche prescelte e struttura dell'apparecchiatura.

Ragioni pratiche d'impiego hanno fatto prescegliere le seguenti caratteristiche:

a) possibilità di disporre con una semplice commutazione delle tensioni a 467 Kc/s e a 10,7 Mc/s, modulate in f. per i circuiti a frequenza intermedia che si hanno nei ricevitori per AM ed in quelli per FM;

b) possibilità di disporre della modulazione di ampiezza nelle onde medie e nelle onde corte comprese, rispettivamente, fra 180 e 580 m e fra 13 e 53 m, suddivise in non più di tre gamme;

c) uso di un attenuatore ad impedenza costante a lettura diretta in μV, con successione continua di 1 μV e con moltiplicatore corrispondente alle prime sei potenze di 10;

d) disponibilità di non meno di due frequenze acustiche, oltre a quella « standard » di 400 Hz: possibilità di regolare la profondità di modulazione e di poter escludere a volontà la modulazione di ampiezza;

e) possibilità di disporre delle tensioni a frequenza acustica e di poter applicare alla tensione a radiofrequenza una tensione di modulazione esterna.

Da queste condizioni risulta precisata la struttura dell'apparecchiatura che deve comprendere due generatori di tensione, uno a radiofrequenza e uno a frequenza acustica, nonchè due sistemi di modulazione, per variazione di ampiezza (AM) e per variazione di frequenza (FM). Oltre a ciò occorre un controllo strumentale della tensione di resa, senza di che le indicazioni dell'attenuatore non possono più considerarsi attendibili e anche, infine, un alimentatore per provvedere alle correnti e alle tensioni richiesti dagli elettrodi dei tubi.

Una prima precisazione sui tubi.

I tubi utilizzati in questa apparecchiatura, tutti della serie « rimlock », costruita dalla « Philips », sono in numero di quattro ed esplicano le seguenti funzioni. Il tubo T1 (pentodo EAF42) fornisce la tensione a radiofrequenza; questa tensione è modulata in ampiezza dalla tensione a frequenza acustica, prodotta dal tubo T2 (EF41). Il tubo T3 (pentodo EF41), rappresenta una reattanza elettronica che è disposta in parallelo ai circuiti oscillanti per 467 Kc/s e per 10,7 Mc/s.

Il tubo T4 (doppio-triodo ECC40) ha una sezione che provvede all'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo dei tubi T1 e T2, mentre l'altra sezione costituisce un voltmetro elettronico per il controllo della tensione applicata all'entrata dell'attenuatore e della tensione a frequenza acustica. Di ciascuna funzione si dirà ora in dettaglio.

Generatore a radiofrequenza.

Tra i diversi schemi di generatori autoeccitati che si conoscono, ha pregi notevoli di stabilità e di semplicità, quello realizzato connettendo il catodo ad una presa intermedia dell'induttanza di accordo costituente il circuito di griglia.

L'apporto retroattivo, che consente di ottenere una tensione alternata persistente, è affidato alla componente alternativa della corrente anodica. Attraverso il potenziale di riferimento, questa perviene infatti al catodo attraverso una porzione dell'induttanza di accordo. La tensione che si stabilisce agli estremi di questa porzione è indotta nel circuito oscillante ed ha il compito di sopperire alle perdite provocate dal circuito stesso.

Una disposizione di questo genere è particolarmente utile quando si fa uso di un pentodo, purchè si tengano presenti alcuni accorgimenti essenziali. Contrariamente a quanto si può supporre in un primo tempo il circuito anodico interviene effettivamente nel processo di autoeccitazione, sia per via elettronica (componente alternativa della corrente anodica), sia per via elettrostatica (capacità infraelettrodica anodo-catodo).

Segue subito che qualunque mutamento delle condizioni di lavoro (valore del carico e delle tensioni di alimentazione), sono risentite dal circuito di griglia e provocano un'instabilità nell'ampiezza e nella frequenza di funzionamento del tubo in quanto gli elementi resistivi e reattivi che definiscono tali grandezze, risultano modificati.

Occorre quindi dare al carico un'impedenza costante e provvedere ad opporsi alle inevitabili fluttuazioni della tensione di alimentazione. Alla prima condizione si perviene con una particolare disposizione del carico, mediante la quale si ottiene di variare la tensione di resa senza modificare il carico stesso (attenuatore ad impedenza costante). Si tiene presente la seconda ricorrendo eventualmente ad organi di stabilizzazione.

Nello schema del generatore a radiofrequenza si ha un commutatore a sei vie e a cinque posizioni. Tre vie servono per il circuito del catodo, per quello della griglia controllo e per il condensatore variabile di accordo che è connesso al circuito oscillante nelle tre posizioni corrispondenti alle O. M., alle O. C. 1 e alle O. C. 2. Le altre due posizioni del commutatore si riferiscono alla frequenza di 467 Kc/s e a quella di 10,7 Mc/s. Con le vie 4 e 5, si ottengono due diversi valori della reattanza elettronica (tubo T3) che è connessa in parallelo ai due circuiti oscillanti previsti. Con la sesta via si applica infine una tensione a frequenza industriale al tubo di reattanza.

L'innesco delle oscillazioni, cioè l'inizio del processo di produzione della tensione persistente, risulta facilitato dal fatto che alla griglia non è applicata alcuna tensione di polarizzazione, in quanto è connessa al potenziale di riferimento, al quale perviene anche il catodo, attraverso il resistore R1. Successivamente, le elongazioni positive della tensione eccitatrice provocano nel circuito di griglia una corrente che attraversa il resistore R3 e che provoca una tensione di polarizzazione. Ciò permette il rifornimento ad impulsi del circuito oscillante; in queste condizioni si ottiene la massima stabilità di ampiezza e di frequenza.

Generatore a frequenza acustica.

La disposizione adottata per il generatore di tensione a radiofrequenza, è stata mantenuta anche nel generatore a frequenza acustica, realizzato con il tubo T2. La frequenza di funzionamento dipende dal valore del condensatore fisso prescelto dalla via del commutatore connesso all'induttanza di accordo e può assumere tre valori diversi: 400 - 1000 e 3000 c/s. Con questo commutatore si hanno anche due posizioni nelle quali il regime di autoeccitazione non può verificarsi per il fatto che l'induttanza di accordo risulta cortocircuitata dal commutatore stesso. Queste due posizioni corrispondono al funzionamento dell'apparecchiatura in regime di « *non modulato* » ed in quello di « *modulato in frequenza* ».

Modulazione di ampiezza della tensione a radiofrequenza.

La tensione a frequenza acustica che si stabilisce agli estremi del resistore di carico è applicata alla terza griglia del tubo T1, tramite il condensatore di accoppiamento C15, il graduatore di potenziale R15 ed il condensatore di accoppiamento C14. Il condensatore C15 serve ad escludere nel circuito del graduatore la componente continua di alimentazione dell'anodo del tubo T2. Il condensatore C14 ha invece il compito di separare il circuito di polarizzazione della terza griglia da quello in cui è presente la tensione alternativa.

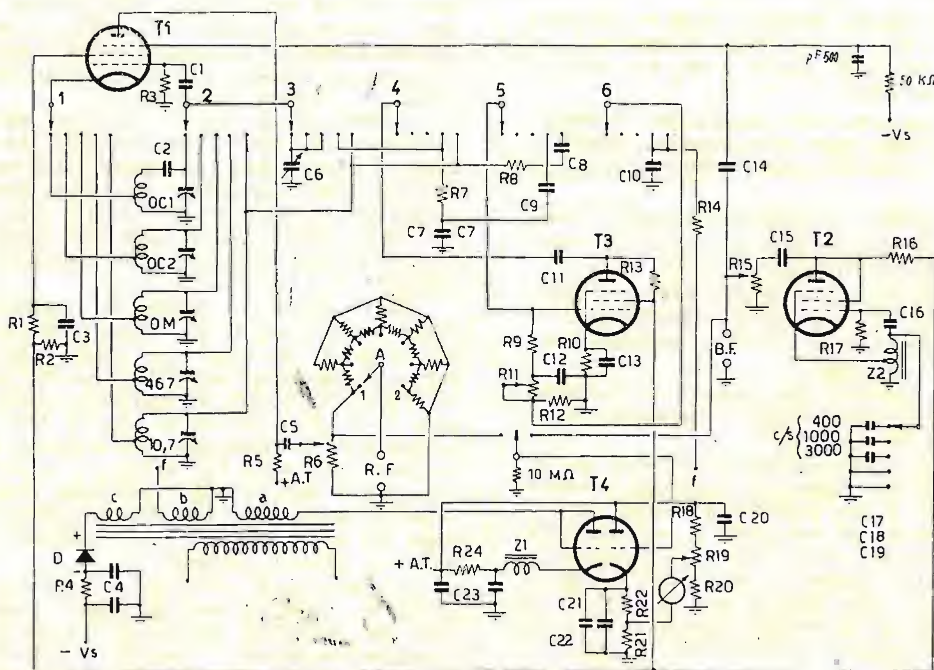
Con questa disposizione, il movimento elettronico che si ha nel tubo T1, è sottoposto ad una tensione a radiofrequenza e ad una tensione a frequenza acustica; ne risulta sull'anodo una componente alternativa a radiofrequenza modulata in ampiezza. Ciò avviene per il fatto che la pendenza del tubo, che è legata alla tensione applicata alla terza griglia, subisce una variazione a frequenza acustica e provvede a modificare, con la stessa legge, l'intensità della componente alternata ottenuta sull'anodo.

Con questo sistema le distorsioni di forma sono trascurabili quando si applica alla terza griglia una tensione di polarizzazione superiore alla più elevata ampiezza della tensione a frequenza acustica, in modo cioè da escludere la formazione di una corrente di griglia. Si ha anche così un campo elettrico negativo fra l'anodo e la griglia schermo che elimina i fenomeni conseguenti all'eventuale emissione secondaria dell'anodo.

In questa apparecchiatura la tensione di polarizzazione sione alternativa esistente fra l'anodo e il catodo, in modo che essa sia sfasata di 1/4 di periodo rispetto alla tensione anodo-catodo, il tubo si comporta come una reattanza. Si ha più precisamente una reattanza induttiva o capacitiva a seconda se la tensione di griglia è in anticipo o in ritardo rispetto a quella anodica.

Nel caso che la tensione di griglia sia derivata dalla tensione anodica Va per mezzo di un resistore R e di un condensatore C, risulta: $Vg = Va/(1+j\omega RC)$ e, poichè si può considerare che sia: $Ia = S \cdot Vg$, si ha anche sostituendo: $Ia = Va \cdot S/(1+j\omega RC)$.

L'impedenza fra catodo e anodo è quindi espressa da: $Za = Va/Ia = 1/S + j\omega RC/S$, ed è quindi equivalente a quella di un ramo comprendente in serie una conduttanza S ed una induttanza RC/S, purchè si ammetta, come infatti è ottenuto, che l'impedenza stessa del ramo sia talmente elevata da consentire in esso una corrente di intensità trascurabile rispetto all'intensità della corrente alternativa che si ha sull'anodo.



T1 - EAF42; T2, T3 - EF41; T4 - ECC40.
R1 - 10 K-ohm; R2 - 20 K-ohm; R3 - 50 K-ohm; R4 - 3 K-ohm; R5 - 1 K-ohm; R6 - 500 ohm; R7 - 25 K-ohm; R8 - 1 K-ohm; R9 - 0,5 M-ohm; R10 - 5 K-ohm; R11 - 0,25 M-ohm; R12 - 0,5 M-ohm; R13 - 15 K-ohm; R14 - 30 K-ohm; R15 - 0,5 M-ohm; R16 - 30 K-ohm; R17 - 50 K-ohm; R18 - 15 K-ohm; R19 - 10 K-ohm; R20 - 15 K-ohm; R21 - 5 K-ohm; R22 - 5 K-ohm; R24 - 1,2 K-ohm.
C1 - 100 pF; C2 - 25 pF; C3 - 50.000 pF; C4 - 2 × 50 micro-F, 150 V; C5 - 2000 pF; C6 - 100 + 350 pF; C7 - 150 pF; C8 - 5 pF; C9 - 50 pF; C10 - 50.000 pF; C11 - 10.000 pF; C12 - 10.000 pF; C13 - 0,1 micro-F; C14 - 25.000 pF; C15 - 50.000 pF; C16 - 10.000 pF; C17 - 50.000 pF; C18 - 10.000 pF; C19 - 1500 pF; C20 - 1000 pF; C21 - 1000 pF; C22 - 10 micro-F, 30 V; C23 - 2 × 32 micro-F, 250 V.
a - 180 V, 30 mA; b - 6,3 V, 2,5 A; c - 15 V.
Z1 - 10 ÷ 20 H, 30 mA; Z2 - 250 + 1100 spire, filo da 0,10 mm; nucleo 15 × 15 mm.

che si ha agli estremi del resistore R4, è applicata alla terza griglia tramite il resistore di disaccoppiamento da 50 K-ohm.

Modulazione di frequenza della tensione a radiofrequenza.

Nelle due posizioni del commutatore di gamma, corrispondenti alla frequenza di 467 Kc/s e a quella di 10,7 Mc/s, i relativi circuiti oscillanti del generatore a radiofrequenza, risultano disposti fra l'anodo ed il catodo del tubo T3. Questi rappresenta una reattanza elettronica, più precisamente a carattere induttivo, che modifica la frequenza di risonanza e che è legata alla pendenza della sezione stessa.

Poichè alla griglia controllo del tubo perviene una tensione a frequenza industriale, fornita dal trasformatore di alimentazione, si ottiene una variazione della frequenza di funzionamento del generatore a radiofrequenza.

Il funzionamento di un tubo di reattanza, ossia di una reattanza elettronica, si spiega come segue.

Se si applica fra griglia e catodo una frazione della ten-

L'ultima espressione dimostra anche che per modificare il valore di una reattanza elettronica di questo tipo, è sufficiente modificare la conduttanza mutua S del tubo, ciò che può avvenire agevolmente modificando la tensione di polarizzazione. Con un'altra soluzione la tensione di griglia può essere ottenuta dalla tensione anodica, invertendo tra loro R e C, sostituendo cioè a R il condensatore C e a questi il resistore R. Si dimostra ancora che in questo caso, in cui la tensione di griglia risulta di 1/4 di periodo in ritardo rispetto alla tensione anodica, il tubo costituisce una reattanza capacitiva equivalente alla reattanza di un ramo avente in serie un resistore ed un condensatore.

In questa apparecchiatura, la reattanza elettronica realizzata con il pentodo EF41 è a carattere induttivo.

I circuiti di sfasamento sono due, uno per 467 Kc/s e uno per 10,7 Mc/s, e sono connessi al tubo T3 mediante le vie 4 e 5 del commutatore di gamma, del quale ci si serve anche della via 4 per connettere in parallelo al tubo di reattanza i relativi circuiti di accordo del generatore.

(continua nel N. 7).

per telescrivente

In relazione al fatto che le onde usate per la Televisione servono in modo preponderante le zone di propagazione ottica, negli Stati Uniti le antenne destinate a tali servizi sono poste in località elevate in modo che esse possano abbracciare un orizzonte molto più ampio. A New York un'antenna multipla alta 76 metri è stata posta sopra l'« Empire State Building » con un'altezza complessiva di 437 metri; a New Jersey si è costruita invece una torre simile a quella Eiffel la cui altezza complessiva con l'antenna è di 320 metri. Tali altezze però sono state superate di gran lunga a Los Angeles dove le antenne della locale stazione di televisione sono state installate sul Monte Wilson a 1740 metri sul livello del mare dimodocchè esse permettono di servire una zona abitata da circa quattro milioni di persone. Le antenne più elevate sono però state realizzate sul Monte Washington alto 1920 metri: esse sono destinate alla modulazione di frequenza.

* * *

In Svizzera, in relazione alla configurazione montuosa del paese, si stanno effettuando esperimenti sulla propagazione delle frequenze altissime con apparecchiature impiantate in zone montane ad altezze elevate. I risultati raggiunti sembrano essere soddisfacenti.

* * *

Le esportazioni di materiale radio effettuate dalla Francia nel 1948 ammontavano ad un miliardo e mezzo di franchi, nel 1949 a tre miliardi e mezzo, mentre nel 1950 hanno superato largamente i quattro miliardi.

Questi dati dimostrano come in tale nazione non si trascuri il fattore esportazione e si raccolgano quindi buoni frutti.

per radioriparatori

La riparazione migliore è sempre quella che riporta il ricevitore nelle sue condizioni originali. Ciò vale specialmente quando le modifiche apportate in sede di ricerca del guasto, hanno consentito al ricevitore di funzionare.

● ● ●

Il radioriparatore misura, interpreta i risultati delle misure, deduce ,conclude e ripara. La riparazione deve pertanto confermare questo processo. Se ciò non avviene significa che all'abilità si è sostituito il caso.

● ● ●

Procedere con metodo e con serenità! Ecco il segreto per riparare gli apparecchi radio. Ricordate, oltre a ciò, che qualunque ricevitore avente al suo attivo un periodo di funzionamento normale, può essere sempre riparato.

Questioni di MATEMATICA APPLICATA

Nel N. 4 di « RADIOTECNICA », si è considerato il caso che le grandezze elettriche in giuoco non possano essere completamente definite dal loro valore numerico. Ciò si verifica quando alle grandezze stesse compete anche, oltre al valore numerico, una direzione ed un senso. Si è visto anche che, avendo a che fare con grandezze vettoriali, rappresentabili cioè con vettori, di diversa direzione e senso, si possono eseguire le operazioni previste dal calcolo sia per via grafica, sia con procedimento analitico, affidando all'operatore j il compito di precisare la posizione dei diversi vettori rispetto ad un vettore di riferimento.

Si dimostra ora l'importanza di questa formulazione nello studio dei circuiti costituenti i radioapparati.

Esame analitico di un amplificatore selettivo con circuito anodico accordato sulla frequenza della tensione eccitatrice (fig. 1).

L'esame analitico in questione è agevolato da una considerazione fondamentale che permette di sostituire allo stadio del tubo T1, quello che è detto il circuito differenziale equivalente di esso, ottenuto cioè tracciando un circuito in cui siano escluse le componenti continue delle tensioni e delle correnti esistenti nei diversi elettrodi. La validità di ciò è ovvia se si considera il legame funzionale che sussiste tra le componenti alternate che si hanno all'uscita (anodo) e quelle applicate all'entrata (griglia). Questo legame rappresenta in realtà l'effetto di una causa determinante, rappresentata dalle componenti continue di alimentazione degli elettrodi. Ammettere l'esistenza di questa causa senza considerarla nel legame stesso è quindi lecito in quanto l'esame verte sulle componenti alternative e non su quelle continue. Si può cioè sostituire al tubo T1 una resistenza fissa ρ avente il medesimo valore della resistenza interna del tubo e considerarla in serie a due tensioni, di cui una, Ea, è quella che si stabilisce agli estremi del carico, mentre l'altra, che assume il valore μ . Eg, in cui μ è il coefficiente di amplificazione del tubo ed Eg la tensione eccitatrice, non sussiste in realtà ma è da considerare equivalente alle variazioni della resistenza interna ρ provocate dalla tensione eccitatrice Eg. Con ciò lo stadio del tubo T1, riportato nella fig. 1 a, può essere sostituito dal circuito differenziale equivalente precisato in *b* nel quale, per semplicità, si sono considerate trascurabili le capacità infraelettrodiche di entrata e di uscita del tubo T1 e quella di entrata del tubo T2. Ciò è giustificato anche dal fatto che queste capacità sono disposte in parallelo al circuito oscillante e che, concorrendo anch'esse a determinare la frequenza di accordo del circuito, possono considerarsi conglobate nel valore di C.

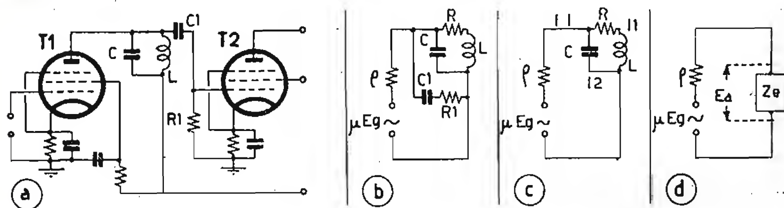


Fig. 1

Il circuito equivalente, precisato nella fig. 1 b, può assumere l'aspetto riportato in *c*, se si considera trascurabile la reattanza del condensatore C1 rispetto al valore del resistore R1, come infatti avviene in pratica. La resistenza R, considerata in *b* e in *c*, non si riferisce alla sola resistenza ohmica della bobina; devono ritenersi comprese in esse tutte le perdite esistenti nel circuito oscillante, esclusa però quella in parallelo a C e che può considerarsi normalmente trascurabile.

In queste condizioni si ha a che fare con un circuito a risonanza di tensione

comprendente tre elementi, C, L. ed R. La tensione alternativa μ . Eg applicata al circuito determina agli estremi di ciascun elemento tre differenze di potenziali diversamente sfasate rispetto alla corrente Ia e pertanto rappresentabili con altrettanti vettori.

Più precisamente, la tensione che si ha agli estremi di R è in fase con la corrente, mentre quella agli estremi del condensatore ne è in ritardo di 90° e quella provocata dall'induttanza è in anticipo di 90°.

Ricorrendo alla formulazione vettoriale si può quindi scrivere :

$$V = Vr + j\,Vl - j\,Vc, \qquad (1)$$

nella quale si è indicato con V la tensione che si ha egli estremi del circuito.

Poichè è :

$$Vr = R \, . \, I1,$$
$$Vl = Xl \cdot I1 = \omega L \, . \, I1$$
$$Vc = Xc \, . \, I2 = (1/\omega C) \, . \, I2 = I2/\omega C,$$

sostituendo nella (1), si può anche scrivere ·

$$V = R \, . \, I1 + j\omega L I1 - \frac{jI2}{\omega C}$$

che può mettersi sotto la forma :

$$V = I1\,(R + j\omega L) - I2\left(\frac{j}{\omega C}\right)$$

La formulazione operatoria R+jωL (numero complesso) rappresenta l'impedenza del ramo comprendente R ed L, mentre la scrittura — j/ωC si riferisce a quella del condensatore. La scritturazione sussiste infatti in quanto sostituisce alla somma delle due tensioni Vl e Vc i prodotti I1 . Z1 e I2 . Z2. Ciò costituisce una conclusione di notevole importanza, perchè permette di calcolare l'impedenza equivalente, Ze, del circuito. Analogamente a quanto avviene nel caso di due resistori connessi in parallelo, si ha :

$$1/Ze = 1/Z1 + 1/Z2,$$

e sostituendo a Z1 e a Z2 le espressioni di cui sopra risulta :

$$1/Ze = (1/R + j\omega L) + j\omega C \, .$$

Per. eseguire questa operazione occorre rappresentare il termine jωC sotto la forma di frazione avente per denominatore il numero complesso R1+jωL (riduzione allo stesso denominatore).

Si ha quindi :

$$\frac{1}{Ze} = \frac{1 + (R + j\omega L) + (j\omega C)}{R + j\omega L}$$

$$\frac{1}{Ze} = \frac{1 + j\omega \, . \, CR + j^2\omega^2 LC}{R + j\omega L}$$

Ma $j^2 = -1$ (« RADIOTECNICA », N. 4, pag. 106) e quindi risulta :

$$\frac{1}{Ze} = \frac{1 + j\omega \, . \, CR - \omega^2 LC}{R + j\omega L}$$

Si ha allora definitivamente :

$$Ze = \frac{R + j\omega L}{1 + j\omega CR + \omega^2 LC}$$

espressione che rappresenta l'impedenza del circuito quando esso non risulta in risonanza sulla frequenza della tensione eccitatrice. Nel caso prospettato che il circuito sia invece in risonanza, ciò che corrisponde all'uguaglianza della reattanza induttiva ωL con quella capacitiva 1/ωC, poichè è ωL = 1 / ωC, che si può scrivere anche : $\omega^2 LC = 1$, l'espressione definitiva di calcolo della Ze, risulta :

$$Ze = \frac{R + j\omega L}{1 + j\omega CR - 1}$$

e poichè 1 e — 1 si elidono, si ha :

$$Ze = \frac{R + j\omega L}{j\omega CR}$$

con la quale si esprime l'impedenza del circuito quando esso è posto in risonanza sulla frequenza della tensione eccitatrice.

Poichè il valore di R è normalmente trascurabile rispetto alla reattanza induttiva ωL, si può scrivere anche :

$$Ze = j\omega L / j\omega CR$$

e quindi semplificando si ottiene :

$$Ze = L/RC,$$

espressione questa che rappresenta la così detta resistenza dinamica del circuito e che è di larghissimo impiego in sede di progetto dei radioapparati. Il circuito differenziale equivalente, riportato nella fig. 1 c, può infatti comprendere l'impedenza Ze (fig. 1 d).

(continua)

per telescrivente

Negli Stati Uniti il regolamento della FCC stabilisce che le Stazioni di Radiodiffusione debbono annunciare il loro nominativo e la loro ubicazione all'inizio ed al termine delle trasmissioni, ad ogni ora, mezz'ora, ed al primo quarto d'ora. Sono ammesse deroghe soltanto per i programmi di particolare importanza in corso di trasmissione nel qualcaso l'annuncio potrà essere fatto all'inizio ed al termine degli stessi.

Naturalmente tale disposizione vale anche per le emittenti ad onde corte.

Sarebbe opportuno che per quest'ultimo tipo di stazioni tale disposizione fosse adottata da tutti i paesi del mondo dato che abbiamo potuto constatare che troppe stazioni effettuano i loro annunci di individuazione ad intervalli superiori anche ad un'ora. A tale proposito, in considerazione del fatto che la identificazione delle emittenti ad onde corte riesce sempre più difficile a causa dell'aumentato numero delle interferenze, sarebbe molto utile che il segnale di intervallo fosse avvicendato dal nominativo trasmesso in telegrafia.

* * *

La Commissione Elettronica Internazionale in unione alla Commissione Internazionale CEE, ha deciso di adottare definitivamente il sistema di misura GIORGI che, come è noto, si basa sulle unità fondamentali : metro, chilogrammo-massa, ampere, secondo.

Nella stessa riunione è stato definito lo « Spat », angolo solido comprendente la totalità dello spazio attorno ad un punto.

* * *

Una notizia interessante per gli esportatori italiani di apparecchiature radio.

In India è stato approvato il progetto per l'Esposizione Internazionale della Radio e dell'Elettronica che avrà luogo nel mese di febbraio dell'anno 1952 ed appositi incaricati di quel governo stanno prendendo contatti con gli addetti commerciali delle ambasciate estere affinchè il concorso dei paesi stranieri sia notevole. Ci auguriamo che anche le ditte italiane interessate possano ottenere particolari agevolazioni per partecipare a questa manifestazione che è della massima importanza, dato che essa avrà ripercussioni commerciali anche nei paesi limitrofi all'India.

* * *

La N.A.B. (National Association of Broadcasters) ha emanato le nuove norme per la registrazione su dischi e su nastri. Di tali norme, che sono state approvate dalla competente commissione tecnica e che completano quelle già fissate nel 1949, daremo prossimamente un estratto. ★

Impostazione e sviluppo del calcolo del Monocomando nei Ricevitori a Supereterodina

Nel N. 3 di « RADIOTECNICA » (dicembre 1950, pag. 69), si iniziava una pregevolissima trattazione del Sig. A. VISCONTI, Dirigente Tecnico a l'« ASTER RADIO » (costruttrice di notissimi ricevitori) su « IMPOSTAZIONE E SVILUPPO DEL CALCOLO DEL MONOCOMANDO NEI RICEVITORI A SUPERETERODINA ».
Si prosegue ora nell'argomento che è particolarmente destinato a coloro che già conoscono i fondamenti della materia e che intendono dedicarsi al progetto dei radioapparati.

A. Visconti

DIRIGENTE TECNICO
a l' "ASTER RADIO„

In sede di calcolo è sufficiente fissare a priori una di queste due capacità per procedere al calcolo dell'altra capacità, espressa con Cpo. Al valore ottenuto devono essere ovviamente sottratte le diverse capacità parassite che risultano in parallelo ad esso.

Una questione fondamentale da risolvere in sede d'impostazione del calcolo è rappresentata dalla scelta della capacità che occorre fissare a priori. Se deve cioè stabilire se è più conveniente fissare il valore della capacità in parallelo all'induttanza o quello della capacità in parallelo al condensatore variabile. La prima non è soltanto determinata dalla capacità distribuita dell'avvolgimento; occorre considerare anche quella introdotta dall'accoppiamento di reazione e varie altre capacità pressochè impossibili da valutare. Per queste ragioni la capacità in parallelo all'induttore di accordo non può essere fissata a priori se non in misura molto grossolana.

L'altra soluzione, riguardante cioè la determinazione a priori della capacità in parallelo al condensatore variabile, può invece avvenire con sufficiente precisazione. Il circuito oscillante del generatore per la frequenza locale è normalmente connesso ad un elettrodo del tubo elettronico che ha il compito di fornire la tensione a frequenza intermedia. La capacità dell'elettrodo risulta pertanto disposta in parallelo al condensatore variabile; ad essa occorre aggiungere quella delle connessioni e quella spettante al commutatore di gamma. Se si procede al computo totale di tutte queste capacità tanto per il circuito del generatore locale quanto per quello selettore, si ottengono due cifre pressochè uguali.

Poichè anche le capacità minime dei condensatori variabili sono identiche, si può ottenere per via di calcolo il valore della capacità che occorre avere in parallelo all'induttanza. Sottraendo al valore ottenuto l'importo delle capacità parassite si ottiene il valore richiesto.

Seguendo questo procedimento è necessario tener presente che la capacità distribuita dell'induttanza di accordo del circuito selettore è compresa nella capacità minima totale e che essa risulta computata nel calcolo della capacità da connettere in parallelo al condensatore variabile del generatore locale.

Il valore di Cpo è normalmente positivo ma può essere anche inferiore alla capacità distribuita della bobina. In pratica uno sviluppo del genere è necessario solo quando la MF è superiore o non molto inferiore all'AF. In questi casi i valori di Cpo non sono molto piccoli, mentre quelli di Cso non sono molto grandi. La capacità distribuita dell'induttanza Lo è quindi sempre inferiore a Cpo.

Quando invece la MF è notevolmente inferiore all'AF, fatto questo che si verifica nelle onde corte, i valori di Cpo sono molto piccoli, mentre Cso ha valori molto grandi.

L'induttanza di accordo ha normalmente una capacità distribuita molto piccola che può risultare tuttavia superiore a Cpo. In questi casi, poichè il valore di Cso è molto grande, l'aumentata capacità in parallelo all'induttanza, computata a qualche pF, può essere trascurata e venire considerata nel compensatore in parallelo al condensatore variabile. Essendo Cso molto grande non si introducono infatti degli errori apprezzabili.

Gli schemi definitivi del circuito selettore e di quello del generatore per la frequenza locale, assumono pertanto l'aspetto riportato nelle figg. 1 a) e b) in cui si considerano uguali le capacità dei compensatori di allineamento C1.

CALCOLO DEL CIRCUITO SELETTORE

Il condensatore C1, disposto in parallelo al condensatore variabile di accordo, ha il compito di stabilire il rapporto di gamma, cioè il rapporto fmax/fmin fra le frequenze estreme di accordo, al valore richiesto.

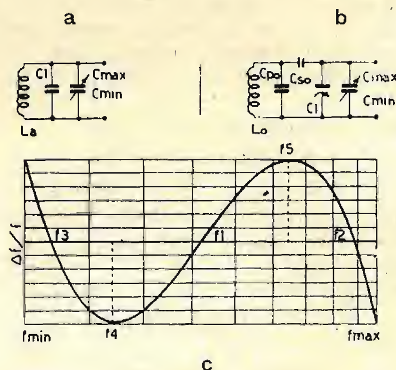


Fig. 1 — a - circuito selettore
b - circuito del generatore
c - curva di disallineamento

Nel valore di C1 si devono intendere conglobate tutte le capacità parassite del circuito. Segue quindi immediatamente che per conoscere il valore del condensatore in parallelo di allineamento, si deve sottrarre l'importo di queste capacità al valore di C1 ottenuto dal calcolo.

Poichè sono noti f_{max}, f_{min}, C_{max}, C_{min}, (1)

ponendo: $f_{max}/f_{min} = K$, (2)

si deve avere $(C_{max} + C1) / (C_{min} + C1) = K^2$ (3)

Si ha allora (3) :

$$C1 = (C_{max} - K^2 \cdot C_{min}) / (K^2 - 1) \qquad (4)$$

Se si indica con a la costante oscillatoria per fmax, cioè se è :

$$a = (10^6/2\pi f_{max})^2$$

in cui C è in pF, L in μH, f in Kc/s, si ha anche :

$$La = a / (C_{min} + C1)$$

CALCOLO DEL CIRCUITO DEL GENERATORE

Gli elementi del circuito di accordo del generatore per la frequenza locale, che occorre calcolare, sono in numero di tre, essendo riferiti a Cso, Cpo ed Lo. Il valore dato a questi tre elementi determina il valore delle frequenze di allineamento; esse devono risultare distribuite entro l'intera gamma in modo che l'errore massimo di disallineamento risulti quanto più piccolo possibile. Se ci si riferisce alla curva di disallineamento riportata nella fig. 1c, risulta subito che la minima imprecisione di allineamento è ottenuta mantenendo l'imprecisione positiva uguale a quella negativa. Si comprende anche immediatamente che diminuendo lo scarto tra le frequenze f4 ed f5, corrispondenti al valore massimo dell'errore di disallineamento, si hanno quattro valori di frequenza in cui l'errore ha un valore assoluto inferiore a quello precedente.

Per ottenere che i minimi di sensibilità, corrispondenti ai massimi errori, risultino uguali è sufficiente porre la condizione che anche gli errori corrispondenti ad fmin, f4, f5 ed fmax, abbiano il medesimo valore assoluto. E' evidente l'importanza dell'errore di disallineamento, osservando anzitutto che la selettività degli stadi di MF è notevolmente superiore a quella dei circuiti selettori nei quali si può considerare che la larghezza della banda passante è proporzionale, grosso modo, alla frequenza di accordo. In realtà essa dipende, oltre che dal fattore di merito che può assumere il circuito entro l'intera variazione dell'elemento di accordo, anche dalla presenza degli avvolgimenti accoppiati al circuito selettore e che possono avere delle frequenze di risonanza molto prossime a quelle estreme di gamma. Ciò malgrado l'ipotesi precisata può essere considerata accettabile. L'errore di disallineamento ricade pertanto pressochè completamente sul rendimento dei circuiti selettori.

Da queste considerazioni risultano individuati i parametri di riferimento della curva degli errori. Essa ha infatti per ordinate il rapporto Δ f/f e per ascisse il valore della frequenza di accordo riportato con scala logaritmica, in quanto si è visto che la larghezza di banda è proporzionale alla frequenza stessa di accordo. La curva rappresentativa degli errori assume in tal caso l'andamento riportato nella fig. 1 c.

I valori di f1, f2 ed f3 devono essere scelti in modo che l'errore di disallineamento espresso dal rapporto Δ f/f assuma il medesimo valore in corrispondenza di fmin, f4, f5 ed fmax.

Si ha quindi :

$$\Delta f_{min}/f_{min} = \Delta f4/f4$$
$$\Delta f_{min}/f_{min} = \Delta f5/f5$$
$$\Delta f_{min}/f_{min} = \Delta f_{max}/f_{max}$$

che rappresenta un sistema di equazioni, risoluto il quale si possono stabilire delle relazioni molto semplici fra i valori di f1, f2, f3, fmin ed fmax.

Si ha più precisamente :

$$f1 = \sqrt{f_{max} \cdot f_{min}};$$
$$f2/f3 = (f_{max}/f_{min})^{1/2 \cdot \sqrt{3}}$$
$$f1 = \sqrt{f2 \cdot f3}$$

accettando varie semplificazioni compatibili con le ammissioni precedenti, in base alle quali non sono da considerare assoluti i concetti seguiti per fissare i parametri della curva degli errori.

Ponendo : $f2/f3 = k$, si ha :

$$f2 = f1 \cdot \sqrt{k},$$
$$f3 = f1/\sqrt{k}$$

Conoscendo i valori delle tre frequenze di allineamento, si possono impostare le tre equazioni :

$$f3 + MF = fo3$$
$$f1 + MF = fo1$$
$$f2 + MF = fo2$$

che comprendono le incognite Cpo, Cso ed Lo ricercate.

Sulle espressioni di calcolo di esse e sui procedimenti da seguire per giungere alla loro determinazione, si dirà nel prossimo numero. ★

Innovazioni e perfezionamenti

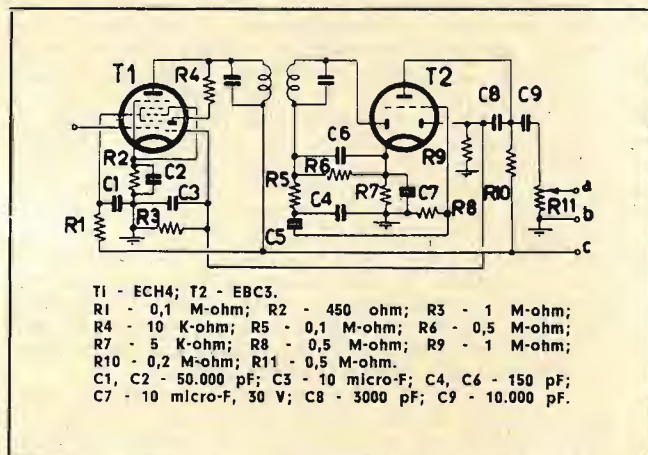
Disposizione di silenziamento di un ricevitore in assenza della modulante.

G. Termini, settembre 1950

Tra i diversi accessori che si comprendono nella struttura dei ricevitori moderni ha larga applicazione il così detto controllo automatico di sensibilità. Esso ha lo scopo di far pervenire ad uno o più tubi una tensione addizionale di polarizzazione direttamente proporzionale all'intensità del segnale ricevuto. Si perviene a ciò agevolmente sia ricorrendo al medesimo rivelatore che precede gli stadi a frequenza acustica, sia mediante un rivelatore separato. La disposizione che può avere o no una tensione di ritardo, ha l'inconveniente di dar luogo ad un aumento repentino del livello dei disturbi quando viene a mancare la modulante, fatto questo che si verifica durante le regolazioni di sintonia. Per ovviare a ciò si è ricorso alla disposizione che si presenta e che ha il pregio di poter essere realizzata nella classica struttura a quattro tubi senza richiedere di apportare delle modifiche importanti.

Il principio informatore è assai semplice. Se si affida la amplificazione della tensione a frequenza intermedia all'eptodo del tubo ECH4 (impiego previsto dal costruttore stesso del tubo), il triodo può essere adoperato per cortocircuitare il carico dell'eptodo quando viene a mancare la modulante.

A tale scopo una frazione della tensione a frequenza acustica, prelevata dall'anodo del bidiodo-triodo T2 perviene al



T1 - ECH4; T2 - EBC3.
R1 - 0,1 M-ohm; R2 - 450 ohm; R3 - 1 M-ohm;
R4 - 10 K-ohm; R5 - 0,1 M-ohm; R6 - 0,5 M-ohm;
R7 - 5 K-ohm; R8 - 0,5 M-ohm; R9 - 1 M-ohm;
R10 - 0,2 M-ohm; R11 - 0,5 M-ohm.
C1, C2 - 50.000 pF; C3 - 10 micro-F; C4, C6 - 150 pF;
C7 - 10 micro-F, 30 V; C8 - 3000 pF; C9 - 10.000 pF.

diodo il quale fornisce al triodo del tubo T1 una tensione di polarizzazione superiore al valore del potenziale d'interdizione, in corrispondenza del quale, come è noto, la corrente anodica si annulla.

Il circuito di silenziamento, collegato in parallelo al primario del trasformatore per la frequenza intermedia, è costituito dal resistore R4 e dalla resistenza interna del tubo in serie ad esso. Questa è di valore infinito (continuità conduttiva nulla), in conseguenza alla tensione di polarizzazione applicata.

Venendo a mancare la modulante la tensione di polarizzazione si annulla ed il tratto catodo-anodo del triodo assume proprietà conduttrici. In queste condizioni la tensione a frequenza intermedia che si ha sull'anodo dell'eptodo è cortocircuitata dal circuito di silenziamento; ciò provoca immediatamente una diminuzione rilevante nel livello dei disturbi.

Questa disposizione è risultata realmente efficace ed è adottata spesso dallo scrivente; essa richiede però un controllo sperimentale adeguato per accertarsi che alla griglia del tubo pervenga effettivamente una tensione superiore al valore d'interdizione. ★

- **Due tubi.**
- **Emissione di un segnale di chiamata.**

Il Radiotelefono

UN'APPLICAZIONE IMMEDIATA DELLE O. U. C.

Costituzione generica.

Il radiotelefono è realizzato con due doppi-triodi ECC 40 (T1 e T2). Le funzioni affidate a ciascuno sono le seguenti.

Il tubo T1 ha la sezione di sinistra connessa secondo lo schema dell'Hartley (circuito oscillante tra placca e griglia) e costituisce, cioè, un generatore autoeccitato atto a produrre una tensione alternata persistente. Questo regime è interrotto in ricezione con una frequenza di circa 25 Kc/s e pertanto non udibile, dal valore particolarmente elevato del resistore R2, cortocircuitato in trasmissione e che impedisce al condensatore C2 di disperdere adeguatamente la carica accumulata durante le elongazioni positive della tensione eccitatrice. In conseguenza a ciò, tra le armature del condensatore C2 si ottiene una tensione di polarizzazione sufficientemente elevata per interdire la corrente anodica e quindi per interrompere periodicamente il funzionamento in regime di autoeccitazione. La successione a frequenza ultra-acustica degli inneschi, consente di ottenere in ricezione una sensibilità rilevante per il fatto che la tensione del segnale perviene praticamente ad un circuito a resistenza negativa (condizioni d'innesco) nel quale cioè non si ha alcun assorbimento, ma bensì una erogazione di energia (accrescimento della tensione eccitatrice) a spese, beninteso, della potenza di alimentazione.

Sulle particolarità di questo funzionamento, noto col nome di superreazione (Armstrong), si è trattato largamente sul N. 2 di « RADIOTECNICA », presentando la struttura di un adattatore a superreazione per FM. Il resistore R2 che determina il funzionamento in superreazione è cortocircuitato in trasmissione in modo che la sezione di sinistra possa fornire la necessaria tensione persistente. Questa è modulata in ampiezza dalla sezione di destra dello stesso tubo, sull'anodo del quale è infatti connesso il trasformatore di modulazione B.

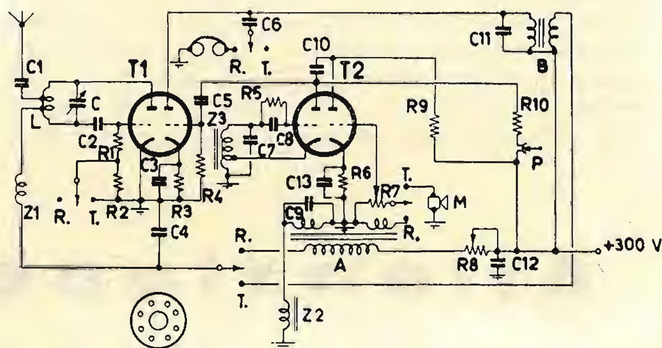
Durante l'ascolto la sezione di destra di questo tubo, che ha ancora come elemento di carico il primario del trasformatore di modulazione, è connessa all'auricolare telefonico tramite il condensatore C6 che provvede ad escludere dall'auricolare stesso la componente continua di alimentazione.

Il tubo T2, anch'esso un doppio triodo a sezioni indipendenti ECC40, ha la sezione di sinistra che serve a fornire la tensione a frequenza acustica di chiamata, mentre la sezione di destra è adoperata per amplificare la tensione a frequenza acustica.

Predisposizione di chiamata.

La tensione a frequenza acustica di chiamata, che si ricava dall'anodo della sezione di sinistra, è fatta pervenire all'entrata del modulatore (sezione di destra del tubo T1), abbassando il pulsante di chiamata ed è così affidata all'onda portante di trasmissione.

Nelle condizioni di riposo i due apparecchi risultano in ricezione. Ciascuno di essi è quindi in grado di ricevere il segnale di chiamata. La formazione di questi è affidata, come si è detto, al pulsante di chiamata che, provvedendo ad applicare all'anodo della sezione di sinistra del tubo T2 la necessaria tensione di alimentazione, consente al tubo di fornire la modulante del segnale di chiamata stabilita intorno a 5 Kc/s. Questa perviene all'apparecchiatura corrispondente, che si trova nelle condizioni di poter ricevere il segnale di chiamata e determina una tensione agli estremi del secondario del trasformatore di accoppiamento A, secondario che è accordato sulla frequenza di chiamata mediante il condensatore C9 disposto in parallelo ad esso. Si ha quindi a monte



T1, T2 - ECC40, PHILIPS.
C1 - 100 pF; C2 - 150 pF; C3 - 10 micro-F, 30 V; C4 - 10.000 pF; C5 - 5000 pF; C6 - 20.000 pF; C7 - 2000 pF; C8 - 5000 pF; C9 - 2500 pF; C10 - 10.000 pF; C11 - 3000 pF; C12 - 8 micro-F; C13 - 10 micro-F, 30 V.
R1 - 50 K-ohm; R2 - 10 M-ohm; R3 - 3 K-ohm; R4 - 0,5 M-ohm; R5 - 0,1 M-ohm; R6 - 3 K-ohm; R7 - 0,5 M-ohm; R8 - 10 K-ohm (a filo); R9, R10 - 0,1 M-ohm.
P - pulsante di chiamata.
Z2 - bobina di eccitazione del relai di comando della suoneria di chiamata.
Z3 - 1860 spire; filo da 0,12 mm smaltato; nucleo 14 × 14 mm; presa alla 370ª spira.
A - trasformatore di accoppiamento con secondario accordato, tramite C9, sulla frequenza di chiamata (10.000 c/s).
B - trasformatore di modulazione; rapporto in discesa, 2 : 1, dal tubo 12 al tubo T1.
L - 10 spire; filo di rame argentato da 1 mm di diametro; passo 3 mm; diametro dell'avvolgimento: 10 mm.
M - microfono piezoelettrico.

di questo avvolgimento la tensione di comando del relai di chiamata, il quale provvede a chiudere il circuito di alimentazione della suoneria. Cessata la formazione del segnale di chiamata, l'apparecchiatura che ha provvisto alla formazione di esso, risulta ancora in posizione di ascolto ed è quindi in grado di ricevere la comunicazione del posto corrispondente.

Particolarità di funzionamento e d'installazione del radiotelefono.

Il funzionamento di questo apparecchio è immediato. Il regime di autoeccitazione è determinato dalla presa stabilita per il circuito di alimentazione sull'induttanza di accordo. Questa presa dipende dal valore della tensione di alimentazione dell'anodo e anche dall'importo del carico rappresentato dal circuito di antenna. Può avvenire infatti che, in conseguenza a questo importo, il regime predetto sia possibile entro una frazione dell'intera gamma. Quando ciò si verifica occorre anzitutto accertarsi che l'antenna risulti accordata ad un intorno molto prossimo alla frequenza di lavoro e che quindi, nel caso di un semi-dipolo, abbia una lunghezza uguale all'incirca ad 1/4 della lunghezza d'onda di lavoro.

Il carico rappresentato dall'antenna diminuisce diminuendo la capacità del condensatore di accoppiamento (C1) e anche spostando la presa dal lato caldo (anodo) al lato freddo (connessione all'impedenza di arresto Z1) della bobina.

Il funzionamento in ricezione è accompagnato dal caratteristico fruscìo della superreazione, prodotto dalla successione irregolare degli inneschi e dei disinneschi, quale è determinata dalla disuniformità dell'emissione elettronica. L'onda portante in arrivo regolarizza questa successione che avviene in tal caso a frequenza ultra-acustica ed ha quindi un effetto di silenziamento che è tanto più importante quanto più l'intensità del segnale è elevata.

Il rendimento di questa apparecchiatura è legato all'efficienza del sistema radiante. Per comunicazioni molto al di sotto della portata ottica, il sistema radiante-ricevente più adatto è il semidipolo ad 1/4 d'onda, accoppiato per capacità ad una presa della bobina di accordo. La portata aumenta di circa 10 volte adottando per un posto un riflettore a parabola e sistemando i sistemi radianti in modo da escludere la radenza sul terreno.

Un ulteriore aumento di portata di circa 12 volte si ha ricorrendo ad un riflettore parabolico per ciascun posto.

Il riflettore a parabola consente infatti di concentrare l'onda irradiata in un lobo sufficientemente ristretto e può essere realizzato con una superficie cilindro-parabolica avente una distanza focale uguale a $\sim 0{,}28\,\lambda$, ottenuta con una serie di dipoli disposti parallelamente fra loro.

Ciascun dipolo deve avere una lunghezza uguale a $\lambda/2{,}1$ e deve risultare distante dai dipoli adiacenti secondo un importo uguale a $\lambda/8$.

Con questo sistema il dipolo irradiante dev'essere sistemato nel fuoco della superficie occupata dalla parabola. L'alimentazione avviene con linea da 300 Ω accoppiata al circuito oscillante mediante una spira e mezzo di filo di rame argentato da 1 mm (Ø dell'avvolgimento di 10 mm) affiancata alla bobina di accordo a circa 10 mm di distanza.

Per realizzare una direzione preferenziale di trasmissione e quindi per migliorare la sicurezza e la portata del collegamento, si può anche ricorrere ad un dipolo riflettente parallelo al dipolo irradiante e disposto da esso ad una distanza uguale all'incirca ad 1/4 della lunghezza d'onda di lavoro.

Conclusione.

Nell'ambito del perfezionamento e delle conoscenze dei mezzi per effettuare una radiocomunicazione, il radiotelefono ad onde ultra-corte rappresenta una importante conquista della tecnica moderna. Esso si dimostra particolarmente adatto per i collegamenti destinati esclusivamente fra due posti fissi. Queste esigenze sono assolte dall'apparecchiatura che si è descritta.

GENERALITA' sul TRAFFICO RADIANTISTICO

(Vedi N. 5, 1951 - pag. 138)

P. Soati, I1PS

A	AMSTERDAM	ADAM	(*àdam*)
B	BALTIMORA	BAKER	(*baeka*)
C	CASABLANCA	CHARLIE	(*ciarli*)
D	DANEMARK	DAVID	(*dàevid*)
E	EDISON	EDWARD	(*èduord*)
F	FLORIDA	FRANK	(*frank*)
G	GALLIPOLI	GEORGE	(*gioge*)
H	HABANA	HENRY	(*ènri*)
I	ITALIA	IDA	(*àida*)
J	JERUSALEM	JOHN	(*gion*)
K	KILOGRAME	KING	(*ching*)
L	LIVERPOOL	LOVE	(*louv*)
M	MADAGASCAR	MARY	(*mèri*)
N	NEW YORK	NANCY	(*nènci*)
O	OSLO	OCEAN	(*òscean*)
P	PARIS	PETER	(*peta*)
Q	QUEBEC	QUEEN	(*quin*)
R	ROMA	ROBERT	(*ròbert*)
S	SANTIAGO	SUGAR	(*siùga*)
T	TRIPOLI	THOMAS	(*tòmas*)
U	UPSALA	UNION	(*iunion*)
V	VALENCIA	VICTOR	(*victor*)
W	WASHINGTON	WILLIAM	(*uiliam*)
X	XANTHIPPE	X-RAY	(*ecs-rei*)
Y	YOKOHAMA	YOUNG	(*ieung*)
Z	ZURICH	ZERO	(*zirou*)

QSO a catena.

Si tratta di un collegamento effettuato contemporaneamente da più OM, i quali naturalmente prendono il micro successivamente uno all'altro sulla stessa frequenza. Tale sistema, se usato in modo ortodosso, è molto utile perchè permette il collegamento contemporaneo fra diversi OM i quali altrimenti occuperebbero diversi canali; però è ovvio che tale utilità si verifica soltanto se tutti i partecipanti lavorano sulla stessa frequenza, cioè, come si dice comunemente, « ISOONDA ».

Diciamo subito che il 90% dei QSO a catena che abbiamo occasione di ascoltare non si trovano nelle condizioni di « isoonda » totale ed in tal caso è evidente come i vantaggi si tramutino immediatamente in un inconveniente gravissimo perchè altri OM che entrano in QSO fra di loro su frequenze limitrofe, che ritengono libere, vengono ad essere periodicamente interferiti dagli OM del QSO a catena, che non sono isoonda, danneggiandosi a vicenda e rendendo magari impossibile la continuazione delle conversazioni.

Dato che molti OM non riescono o non possono azzerare perfettamente il loro trasmettitore a mezzo del ricevitore sulla frequenza dei loro corrispondenti, è bene che nei *Round Tables* un OM assuma la direzione del QSO assicurandosi che tutti i partecipanti si portino sulla stessa frequenza.

In tal caso, generalmente, i collegamenti proseguono alla perfezione perchè vi sono molto meno probabilità che altri OM si portino a lavorare su di un canale che è occupato con continuità. Evidentemente il numero dei partecipanti al QSO a catena deve essere limitato ad un massimo di 5 o 6 persone perchè altrimenti succede che ciascun OM prende il micro dopo un periodo di tempo così lungo che magari è superiore di quello a sua disposizione oppure qualche partecipante, stanco dell'attesa, se ne è volato via alla ricerca di QSO più interessanti.

Diamo qui di seguito le parole, con la pronuncia figurata, usate per sillabare le lettere dell'alfabeto. Le prime sono quelle stabilite dal regolamento di Atlantic City, le seconde sono quelle usate dalla ARRL (la lega radiantistica degli Stati Uniti) le quali sono più adatte alle trasmissioni dilettantistiche per il fatto che sono formate da nomi propri, non di città, la qualcosa evita di generare confusione.

Trasmissione in telegrafia (CW).

Il QSO in telegrafia presenta indubbiamente dei vantaggi e degli svantaggi. Lo svantaggio più evidente sta nelle difficoltà che si debbono superare per imparare a ricevere ed a trasmettere i segnali Morse. Diciamo subito, contrariamente a quanto si afferma sovente con troppa facilità, che trasmettere e ricevere bene non è cosa semplicissima. Quante delusioni hanno provato molti miei amici OM, che, lasciatisi trasportare dall'entusiasmo, ritenevano di superare la prova dopo pochi giorni o settimane di esercizi eseguiti disordinatamente senza seguire alcuna regola!

Per mettere la nostra coscienza a posto, e parliamo per esperienza dato che abbiamo avuto la fortuna di fare molta pratica, sia a bordo che a terra, con ogni tipo di stazioni partendo dal rocchetto di Rumkoff per arrivare ai più moderni trasmettitori, consigliamo tutti gli OM che desiderano provare della soddisfazione nel CW di dedicarsi alle esercitazioni pratiche con assoluta serietà e costanza d'intenti, facendosi assistere da qualche persona competente e, nel modo più assoluto, senza aver premura di arrivare presto a prendere « l'aria », la qualcosa non è possibile se non dopo un discreto periodo di tempo che dipende strettamente dalle ore giornaliere dedicate alle esercitazioni e dalla predisposizione verso la ricezione, che varia da persona a persona.

Non ci dilunghiamo su questo argomento sul quale ritorneremo solo in via privata, però ci sentiamo in dovere di dare un altro consiglio. Secondo alcuni articolisti i tasti elettronici rappresenterebbero il toccasana delle manipolazioni imperfette: si tratta evidentemente di un errore. Il professionista non ha alcun bisogno del tasto elettronico per migliorare la sua manipolazione dato che ormai ne conosce tutti i segreti; l'apprendista oltre che ad essere privato dell'autocontrollo indispensabile per rag-

giungere una buona o discreta manipolazione, non potrebbe nel modo più assoluto evitare le solite confusioni caratteristiche dei principianti e verrebbe ad averne più danni che vantaggi.

D'altra parte i vantaggi che la CW presenta sono indiscutibili: possibilità di comunicare con qualsiasi località della terra indipendentemente dalla lingua parlata, possibilità di ricevere anche emissioni fortemente disturbate, rapidità nel QSO, la qualcosa permette di effettuare molti collegamenti in un periodo di tempo ristretto e di sfruttare, eventualmente, al massimo momentanee buone condizioni di propagazione.

Per effettuare le comunicazioni in CW è necessario conoscere il codice ed in particolare quello « Q » e le abbreviazioni. Di queste ultime abbiamo pubblicato un primo elenco che concluderemo con il prossimo numero (tale elenco è il più completo di quelli attualmente in circolazione).

Come effettuare il QSO in CW.

Appena stabilita la frequenza di lavoro, seguendo le norme già indicate per la « fonia », l'OM incomincerà la chiamata generale effettuando alcune volte, generalmente tre, il segnale di CQ seguito dal termine « de » e quindi dal proprio nominativo ripetuto tre volte (CQ CQ CQ de I1PS I1PS I1PS). Ripeterà questa formula per un certo tempo, non troppo lungo, e quindi le farà seguire il segnale « ar » che significa « passo a ricevere ». Nel caso desiderasse collegarsi con un prestabilito paese farà seguire al CQ il prefisso del paese stesso. Ammesso che volesse entrare in collegamento con un OM francese, tenendo presente che il prefisso per la Francia è la lettera F, eseguirà la seguente chiamata: CQ CQ CQ F de I1PS etc.

Cessata la chiamata egli passerà all'ascolto della gamma prendendo accuratamente nota di tutte le risposte, che in generale in CW sono parecchie, e dato che in tale genere di comunicazioni è poco usato il QSO a catena, risponderà all'OM che arriva con intensità più forte o a quello che preferisce in relazione alla sua posizione geografica. Nel caso che il nominativo dell'OM che ha risposto non sia stato ben compreso egli riprenderà a trasmettere con il gruppo QRZ? QRZ? QRZ? de I1PS etc., ar, la qualcosa significa: chi mi ha chiamato?

Continuando il collegamento è buona norma dare prima i saluti e ringraziare per la risposta, successivamente si passerà il controllo con il codice RST, il QTH o QRA e quindi si chiederà il proprio controllo al corrispondente. Successivamente si comunicheranno le proprie condizioni di lavoro, potenza, « RX », antenna etc.

Chi riceve non deve preoccuparsi se qualche segnale o frase non gli è stato possibile decifrarla perchè in caso contrario finirà con il perdere la calma e con questa il filo del discorso... E' necessario che i principianti, ed anche i più esperti, si abituino a tralasciare i segnali non identificati, proseguendo nella ricezione in modo che alla fine del messaggio si troveranno nella condizione di far ripetere una sola parte del messaggio stesso.

Diamo un piccolo esempio di QSO in CW riportando il significato in « linguaggio chiaro » dei vari gruppi:

CQ CQ CQ de I1PS ar	Chiamata generale della stazione I1PS, passo a ricevere.
I1PS de G8JJ r, k	I1PS dalla stazione inglese G8JJ, ricevuto, trasmettete.
G8JJ de I1PS, r ge dr om vy tnx fer call - ur sigs RST 599 my QRA is Genoa, pse hw? k	G8JJ de I1PS ricevuto, buona sera, caro om, molte grazie per la chiamata - i vostri segnali sono molto forti (5), perfettamente leggibili (9), tonalità purissima (9), la mia stazione è a Genova, per favore passatemi controllo (hw = come?) trasmettete.
I1PS de G8JJ r, fb mni tks fer QSO es rprt - ur sigs 589 my QTH 28 Mailonst Rugby - tx 6L6 807 rx 8 tubes ant. zepp. ok?	I1PS de G8JJ ricevuto, ottimamente, molte grazie per il QSO ed il rapporto - i vostri segnali sono RST 589, il mio indirizzo 28 Mailonst Rugby - trasmettitore 6L6+807 - ricevitore 8 valvole - antenna zeppelin - sta bene? trasmettete.

Naturalmente la conversazione può proseguire su questo tono però in CW nessuno si offende se il collegamento è limitato a poche frasi di saluto, controllo ed indirizzo per la QSL. Per ottenere quest'ultima in genere si comunica il nome delll'associazione dalla quale si dipende: è sufficiente ad esempio trasmettere il gruppo QSL ARI, QSL RSGB per chiedere l'invio della stessa via ARI o RSGB. Per chiedere al corrispondente se desidera la QSL è necessario effettuare il gruppo QSL seguito dal punto interrogativo (QSL?).

Non ci sembra opportuno dilungarci su questo argomento. Se qualche lettore desidera particolari delucidazioni ci scriva direttamente e sarà nostra premura rispondergli.

★

In banda 7 Mc/s

Ascolto dei radianti italiani di I1PS

P. Soati

11	I1AIK	578	6167.2	11	I1CKW	589	7115.2	11	I1REA	589	7110.4
11	I1AWQ	588	7060.1	11	I1TZ	589	7060.3	11	I1VDL	588	7063.4
11	I1CON	588	7100.1	11	I1CTT	588	7040.2	12	I1PAE	589	7065.1
12	I1CSF	578	7160.4	12	I1KYR	588	7160.8	12	I1YE	589	7160.4
12	I1VK	588	7118.2	12	I1VC	589	7119.3	12	I1BYN	589	7186.1
12	DL4KQ	588	7186.1	12	I1CKH	588	7170.4	12	I1ANE	589	7078.4
12	I1BLW	589	7167.8	16	IS1CTA	589	7089.4	16	I1ADP	599	7080.1
16	I1CGE	589	7078.4	17	I1BUR	588	7045.2	17	I1YP	588	7045.0
17	I1BAP	588	7075.6								

I radianti italiani e stranieri possono usufruire a richiesta, gratuitamente, di qualunque controllo comunicandoci semplicemente con il nominativo, le ore ed i giorni in cui risultano in QSO. Anche qualunque altra informazione inerente il traffico radiantistico può essere richiesta all'operatore della stazione i1PS, indirizzando a CONTROLLO ASCOLTI « Radiotecnica » - Via privata Bitonto 5, Milano.

DK 91

EPTODO a riscaldamento diretto in c.c. per la conversione delle frequenze portanti nella frequenza intermedia.

DATI CARATTERISTICI.

Vf = 1,4 V (connessione in parallelo);
Vf = 1,35 V (connessione in serie);
If = 0,05 A
Ca = 7,5 pF; Cg3 = 7,0 pF;
Cag3 < 0,4 pF; Cg1 = 3,8 pF;
Cag1 < 0,1 pF; Cg1g3 < 0,2 pF.

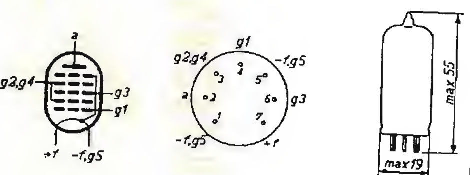
CONDIZIONI NORMALI D'IMPIEGO.

Va = Vb	=	45		90		V
Vg2 + g4	=	45		45		V
Rg1	=	0,1		0,1		MΩ
Ig1	=	150		150		μA
Vg3	=	0	—9	0	—9	V
Ia	=	0,7	—	0,8	—	mA
Ig2 + g4	=	1.9	—	1,9	—	mA
Sc	=	235	5	250	5	μA/V
Ri	=	0,6	> 10	0,8	> 10	MΩ

Va = Vb	=	67,5		90		V
Vg2 + Vg4	=	67,5		67,5		V
Rg1	=	0,1		0,1		MΩ
Ig1	=	250		250		μA
Vg3	=	0	—14	0	—14	V
Ia	=	1,4	—	1,6	—	mA
Ig2 + g4	=	3,2	—	3,2	—	mA
Sc	=	280	5	300	5	μA/V
Ri	=	0,5	> 10	0,6	> 10	MΩ
Req	=	185	—	195	—	kΩ

CONDIZIONI MASSIME DI FUNZIONAMENTO.

Va	= max	90	V
Wa	= max	0,15	W
Vg2 + g4	= max	67,5	V
Wg2	= max	0,25	W
Vg3 (Ig3 = + 0,3 μA)	= max +	0,2	W
Rg3	= max	3	MΩ



DF 91

PENTODO a riscaldamento diretto in c.c. e a conduttanza mutua variabile, per l'amplificazione della tensione a radio frequenza e a frequenza intermedia.

DATI CARATTERISTICI.

Vf = 1,4 V (connessione in parallelo)
Vf = 1,35 V (connessione in serie)
If = 0,05 A
Cag1 < 0,01 pF; Ca = 7,5 pF; Cg1 = 3,6 pF

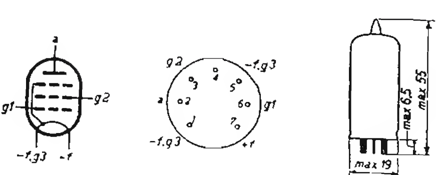
CONDIZIONI NORMALI D'IMPIEGO.

Va	=	45		67,5		V
Vg2	=	45		67,5		V
Vg1	=	0	—10	0	—16	V
Ia	=	1,7	—	3,4	—	mA
Ig2	=	0,7	—	1,5	—	mA
S	=	700	10	875	10	μA/V
Ri	=	0,35	> 10	0,25	> 10	MΩ
Req	=	—	—	20	—	KΩ

CONDIZIONI MASSIME DI FUNZIONAMENTO.

Va	= max	90	V
Wa	= max	0,35	W
Vg2	= max	67,5	V
Wg2	= max	0,11	W
Vg1 (Ig1 = + 0,3 μA)	= max —	0,2	V
Rg1	= max	3	MΩ

Va	=	90		90		V
Vg2	=	45		67,5		V
Vg1	=	0	—10	0	—16	V
Ia	=	1,8	—	3,5	—	mA
Ig2	=	0,65	—	1,4	—	mA
S	=	750	10	900	10	μA/V
Ri	=	0,8	> 10	0,5	> 10	MΩ
Req	=	—	—	19	—	KΩ



DAF 91

DIODO-PENTODO a riscaldamento diretto per la rivelazione e per l'amplificazione della tensione a B. F.

DATI CARATTERISTICI.

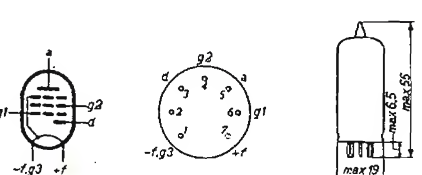
Vf = 1,4 V (connessione in parallelo)
Vf = 1,35 V (connessione in serie)
Ca = 2,2 pF; Cg1 = 2,4 pF; Cag1 < 0,2 pF

CONDIZIONI NORMALI D'IMPIEGO DEL PENTODO.

Va	=	67,5	V
Vg2	=	67,5	V
Vg1	=	0	V
Ia	=	1,6	mA
Ig2	=	0,4	mA
S	=	625	μA/V
Ri	=	0,6	MΩ

AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE A B. F.

45	1,0	3,3	0,05	45	2,0
67,5	1,0	3,3	0,075	60	3,0
90	1,0	3,3	0,10	67	5,0
45	1,0	4,7	0,045	44	4,5
67,5	1,0	4,7	0,065	62	2,0
90	1,0	4,7	0,09	75	2,0



DL 92

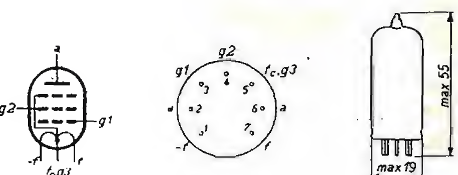
PENTODO a riscaldamento diretto per l'amplificazione di potenza.

AMPLIFICAZIONE DI POTENZA IN CLASSE A.
A. Vf = 1,4 V; If = 100 mA.
B. Vf = 2,8 V; IF = 50 mA.

Vf = 1,4 2,8 V (connes. in parall.)
Vf = 1,35 2,7 V (connes. in serie)
If = 100 50 mA
Cgf = 4,35 pF; Ca = 6,0 pF; Cag1 < 0,4 pF

Va	=	45	67,5	90	V
Vg2	=	45	67,5	67,5	V
Vg1	=	—4,5	—7	—7	V
Ia	=	3,8	7,2	7,4	mA
Ig2	=	0,8	1,5	1,4	mA
S	=	1,25	1,55	1,57	mA/V
Ri	=	0,1	0,1	0,1	MΩ
Ra	=	8	5	8	KΩ
Wo	=	65	180	270	mW
Vi	=	3,5	5,5	5,5	Veff
d_{tot}	=	12	10	10	%

Va	=	45	67,5	90	V
Vg2	=	45	67,5	67,5	V
Vg1	=	—4,5	—7	—7	V
Ia	=	3,0	6,0	6,2	mA
Ig2	=	0,7	1,2	1,1	mA
S	=	1,1	1,4	1,42	mA/V
Ri	=	0,1	0,1	0,1	MΩ
Ra	=	8	5	8	KΩ
Wo	=	50	160	235	mW
Vi	=	3,5	5,5	5,5	Veff
d_{tot}	=	12,5	12	13	%



Corso Teorico-Pratico di RADIOTECNICA

Giuseppe Termini

★ ★ ★

Lezione VI

(*V. N.ri* 1, 2, 3, 4 *e* 5).

Quando un corpo magnetico è sottoposto all'azione di un campo magnetico H, si stabilisce un flusso legato alla causa agente da una grandezza che è detta *forza magnetomotrice*. Se H è l'intensità del campo ed l una dimensione del circuito, la forza magnetomotrice F è data dall'espressione fondamentale F = H. l.

L'unità di misura della forza magnetomotrice è il *gilbert*. Un gilbert è la forza di un campo di 1 gauss che agisce su un circuito magnetico di 1 cm. L'espressione di calcolo del flusso d'induzione è:

$\varnothing$ = B . S., e poichè è:

B = μ . H, si ha facilmente:

H = $\varnothing$ /μ . S

e sostituendo nell'espressione fondamentale di calcolo della forza magnetomotrice, si ottiene:

F = μ . H . S = $\varnothing$ l/μ . S

Il valore numerico della forza magnetomotrice è cioè legato a una grandezza

R = l/μ . S

che è riferita al circuito magnetico e, precisamente, al materiale, μ, ed alla forma e dimensioni di esso, S. Al valore di R si è dato il nome di *riluttanza magnetica* o *resistenza magnetica*, in quanto esprime l'ostacolo che oppone al flusso d'induzione un corpo sottoposto all'azione della forza magnetomotrice.

L'unità di misura della riluttanza è l'*oersted*. Un oersted è la riluttanza di un circuito magnetico in cui si ha il flusso di un maxwell quando la forza magnetomotrice agente è di 1 gilbert. S'incontra cioè una relazione dimensionale

F = R. $\varnothing$

formalmente analoga (12) all'espressione della legge di Ohm per i conduttori elettronici ed elettrolitici. L'espressione di calcolo della riluttanza magnetica può anche mettersi sotto la forma

R = v. l / S (13)

quando si pone v = 1/μ. Quest'ultima espressione, corrispondente all'inverso del coefficiente di permeabilità magnetica, prende il nome di *reluttività specifica*. Il procedimento di calcolo di un circuito magnetico comunque complesso può con ciò seguire espressioni analoghe a quelle della legge di Ohm e dei principii di Kirchhoff. (13).

(12) *L'analogia è infatti puramente formale e non anche concettuale. Nei conduttori elettronici ed elettrolitici, si ha infatti una corrente di spostamento e cioè un movimento di cariche o masse elettriche, mentre nei fenomeni magnetici ciò non si verifica.*

(13) *L'analogia è anche qui puramente formale.*

* * *

Fenomeni elettromagnetici

Il legame che esiste tra i fatti elettrici ed i fatti magnetici (1), è illustrato da una serie importante di FENOMENI ELETTROMAGNETICI, che sono oggetto di studio in questo capitolo. Le cause determinanti di questi fenomeni sono in numero di tre; la natura di ciascuna causa caratterizza l'ordine di ogni serie di fenomeni e rappresenta il criterio di successione di tale studio.

Nell'esporre la materia del CORSO si è deciso di suddividere da questo numero la parte concettuale da quella comprendente gli sviluppi matematici. Quest'ultima, che è separata dall'altra mediante un asterisco, può essere omessa senza danno dell'intelligibilità del testo e della preparazione professionale. Ad essa è infatti sufficiente una sintesi descrittiva di una gran parte dei fenomeni che ancora devono essere studiati nell'elettrologia.

1. Perturbazione spaziale prodotta dal movimento delle cariche elettriche.

Ogni movimento di cariche elettriche e cioè ogni corrente di spostamento è accompagnato da una perturbazione spaziale dalla quale emanano forze e sollecitazioni identiche a quelle di un campo magnetico. Si può cioè dire che lo spazio che circonda un circuito in cui si verifica una corrente

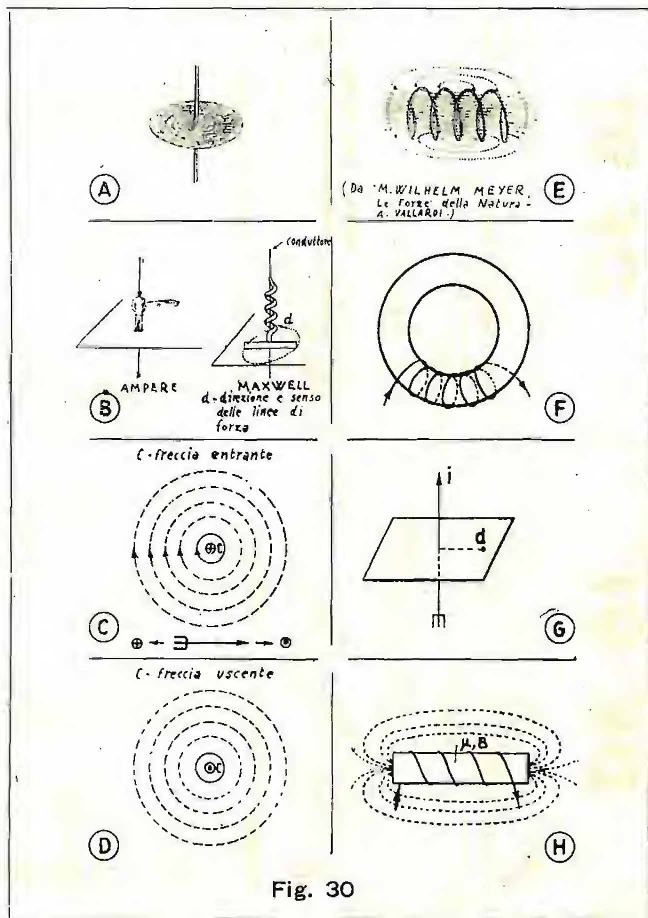


Fig. 30

elettrica di spostamento, è sede di un *campo magnetico*. Le linee di forza di tale campo sono rappresentate da una serie di circonferenze concentriche all'asse del conduttore e disposte in piani normali all'asse stesso (fig. 30A). La direzione e il senso di tali linee sono vincolate al senso di spostamento delle cariche elettriche e si deducono applicando le regole pratiche di Ampère e di Maxwell (fig. 30 B). La rappresentazione grafica delle linee di forza si riferisce ovviamente a tali regole e assume l'aspetto riportato nelle figg. 30 C e 30 D.

In un conduttore con n spire in serie di ugual diametro disposte nello stesso piano e che è detto *selenoide rettilineo*, il campo ha l'andamento riportato nella fig. 30 E. In un *selenoide torico* (fig. 30 F),, le linee di forza del campo si chiudono invece nell'interno del toro.

L'intensità del campo H è essenzialmente legata all'intensità della corrente e alla forma e dimensioni del circuito.

* In un punto qualunque dello spazio che circonda un conduttore rettilineo di lunghezza infinita (4), percorso da una corrente di spostamento, si ha la relazione

$$H = 2 . i/d$$

nella quale *d* si riferisce alla distanza esistente fra tale punto e il conduttore (fig. 30 G).

Quando invece il conduttore non è nè rettilineo, nè di lunghezza indefinita, si ha un campo di valore risultante alla somma dei campi elementari prodotti dalla corrente nei tratti parziali di lunghezza infinitesima. In particolare nel punto centrale di una spira circolare di raggio r e cioè di lunghezza $2\pi r$, percorsa da una corrente *i*, si ha :

$$H = 2 \cdot \pi \cdot r . i/r^2 = 2 \cdot \pi . \ i/r$$

che, per un solenoide rettilineo con n spire in serie assume la forma :

$H = 4 . \pi . n . i/l$, per le ragioni mediane, ed

$H = 2 . \pi . n \cdot i/l$, per le estremità del solenoide,

nel qual caso H è l'intensità del campo lungo l'asse del solenoide stesso.

Se il campo di spostamento (5) delle cariche elettriche ha una permeabilità magnetica, μ, (fig. 30 H) il valore dell'induzione H nell'interno di un solenoide rettilineo è dato da :

$$B = \mu \cdot H = \mu . 4 . \pi . n . i/l \ (gauss)$$

La Sezione S del solenoide è quindi attraversata da un flusso del vettore induzione

$$\varnothing = B \cdot S = \mu . 4 . \pi . n . i . S/l \ (maxwell)$$

e poichè

$\mu . S/l = 1/R$, in cui R è la riluttanza, si ha anche :

$$\varnothing = 4 . \pi . n . i/R$$

e quindi definitivamente :

$$F = R . \varnothing = 4 . \pi . n . i \ (gilbert)$$

che esprime il valore numerico della *forza magnetomotrice* che si ha nel circuito magnetico del nucleo di ferro. Il prodotto *n . i* prende il nome di *ampere-spire* e può esprimere praticamente il valore della forza magnetomotrice stessa. Fra 1 gilbert e 1 ampere-spire si hanno le relazioni seguenti :

1 ampere-spira = $10/4 . \pi$ = 1,257 gilbert ;

1 gilbert = $4 . \pi/10$ = 0,7958 ampere-spire. *

2. Fenomeni prodotti da un campo magnetico uniforme su un conduttore percorso da corrente.

Il campo magnetico esercita sul conduttore una sollecitazione di movimento, caratterizzata cioè da *intensità, direzione* e *verso*, in conseguenza alla quale il conduttore si dispone perpendicolarmente alle linee di forza. La direzione di questa forza è data dalla regola pratica di Fleeming-Jenkin (fig. 31 A).

A questo ordine di fenomeni in cui l'elemento determinante è il campo magnetico e che sono caratterizzati da una sollecitazione meccanica, appartengono anche le azioni che si manifestano fra conduttori percorsi da corrente. Si ha in tal caso un campo risultante la cui intensità, direzione e verso è determinata, in ciascun punto, dalle regole note. Se ci si riferisce alla posizione reciproca dei conduttori e al senso della corrente di spostamento, s'incontrano i tre casi esaminati da Ampère, al quale si devono le regole sulle corrispondenti sollecitazioni. E' cioè dimostrato che :

1) due correnti di spostamento parallele e dirette nello stesso senso si accompagnano ad un fenomeno di attrazione (fig. 31 B) ;

2) due correnti parallele di senso contrario, sono accompagnate da repulsione (fig. 31 C) ;

3) due correnti che s'incrociano sono sollecitate da forze concorrenti, per cui i conduttori tendono a sovrapporsi (fig. 31 D).

3. Fenomeni prodotti da una variazione del flusso che attraversa la sezione di un conduttore.

Ogni variazione del flusso che attraversa la sezione di un conduttore rappresenta la causa formatrice di una forza elettromotrice indotta, in conseguenza della quale agli estremi del conduttore si stabilisce una differenza di potenziale. Le correnti di spostamento così prodotte in un circuito chiuso si dicono *elettromagnetiche indotte* ed il fenomeno in cui esse si verificano è detto *induzione elettromagnetica*.

La direzione, il senso (6) e il valore di questa forza elettromotrice (f.e.m.) sono individuate da *due leggi fondamentali*.

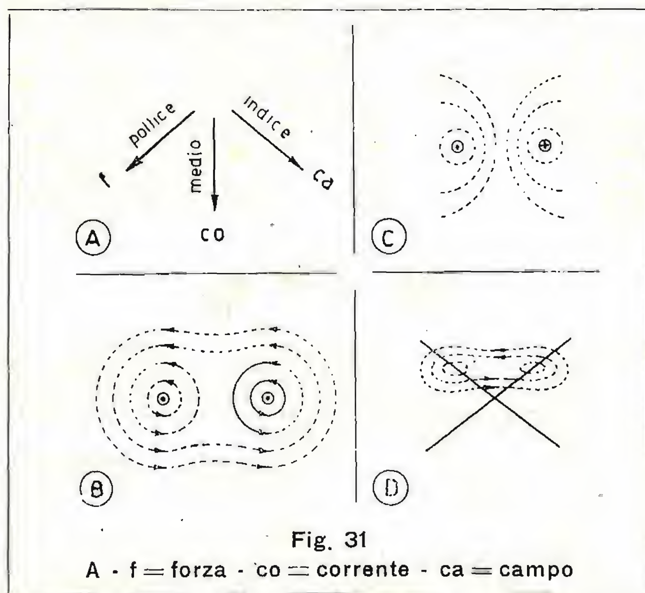


Fig. 31

A - f = forza - co = corrente - ca = campo

La prima che si riferisce al *senso* è detta *regola di Lenz* e può essere generalizzata dicendo che *qualunque fenomeno indotto reagisce contro la causa che lo produce*.

La seconda tratta del valore di tale f.e.m. (Felici, Thomson ed Helmholtz) e dice che *la forza elettromotrice indotta è uguale e di segno contrario al rapporto fra la variazione del flusso e il tempo in cui tale variazione è avvenuta*.

Da queste leggi che sono una particolare applicazione del principio di conservazione dell'energia, discendono alcune importanti considerazioni. Si può anzitutto osservare che *i fenomeni d'induzione elettromagnetica hanno come causa determinante la variazione di flusso*. Tale variazione può ottenersi in due modi e cioè : *a*) modificando convenientemente la causa formatrice del campo ; *b*) affidando al conduttore una sollecitazione relativa di moto.

* Il valore medio della f.e.m. indotta, e, è proporzionale, in ogni caso, alla velocità di variazione del flusso (7), e cioè al rapporto

$$(\varnothing_2 - \varnothing_1) / (t_2 - t_1)$$

nella quale $\varnothing_1$ è il flusso che si concatena col circuito nell'istante t_1, mentre $\varnothing_2$ è quello che si ha nell'istante t_2.

Si ha quindi

$$e = -(\varnothing_2 - \varnothing_1) / (t_2 - t_1)$$

Il valore istantaneo della f.e.m. indotta è pertanto riferito a un tempo infinitesimo, dt, cui corrisponde una variazione di flusso $d\varnothing$. Si ha cioè :

$e = -d\varnothing/dt$, in unità assolute

e poichè $1V = 10^8$ unità assolute, si ha anche :

$e = -(d\varnothing/dt) . 10^{-8}$, in Volt.

Se per una causa di *moto relativo*, un conduttore modifica la sua posizione in un campo uniforme, esso diventa sede di una f.e.m. indotta quando il movimento si accompagna a una variazione del flusso concatenato con il conduttore stesso (9).

Il flusso che si concatena con un circuito di area S è

$$\varnothing = B . S$$

La variazione del flusso conseguente a uno spostamento s di un conduttore di lunghezza l, è pertanto .

$$d\varnothing = B.l.s.$$

e quindi la f.e.m. indotta, in Volt,

$$e = -(d\varnothing/dt) . 10^{-8} = - B . l . s. 10^{-8}/t$$

ma s/t rappresenta la velocità v di spostamento del conduttore, per cui si ha definitivamente

$$e = - B . l . v . 10^{-8}$$

In conseguenza a ciò quando il circuito è chiuso si ottiene una corrente elettromagnetica indotta *Il senso di questa corrente è dato dalla* legge di Lenz, *per la quale il campo creato dalla corrente stessa si oppone alla variazione di flusso che ha determinato la f.e.m. indotta. E' cioè evidente che il campo creato da una diminuzione di flusso ha la medesima direzione del campo inducente, in modo da opporsi a questa diminuzione. Se invece si ha un aumento di flusso, il campo creato dalla corrente indotta si oppone a questo aumento ed è quindi diretto in senso contrario al campo inducente.*

Una considerazione importante su questi fenomeni è che la presenza di un conduttore (aperto o chiuso) costituisce semplicemente un mezzo di constatazione del fenomeno e non l'elemento essenziale di esso. Si può cioè dire genericamente che ogni variazione di flusso nel tempo è accompagnata da un campo elettrico, cioè da linee di forza elettrica. *Nella massa di un corpo sottoposto ad una variazione di flusso si hanno delle correnti indotte a carattere vorticoso distribuite entro piani perpendicolari al flusso. Queste correnti che si dicono* parassite o di Foucault, *sono accompagnate da produzione di calore. In pratica per evitare che una massa conduttrice diventi sede di forti correnti di Foucault, si ricorre alla* suddivisione lamellare *nel piano del flusso, cioè normalmente alle f.e.m. indotte.*

NOTE

(1) *Su questo legame si è detto appunto esaminando la causa formatrice dei fenomeni magnetici. La perturbazione spaziale conseguente al movimento di una carica elementare, si accompagna anche ad una corrente di spostamento, quale si verifica nei conduttori.*

(2) *Questo fenomeno fu trattato anzitutto da Romagnosi e, successivamente, dal fisico Oersted, professore a Copenaghen* (1820).

(3) *Praticamente un campo magnetico è uno spazio finito, mentre teoricamente il campo è nullo solo per* d = ∞ (∞ = *infinito), dove* d *è la distanza dell'espressione di Coulomb per le sollecitazioni magnetiche.*

(4) *Avente cioè una lunghezza tale da poter trascurare l'influenza degli estremi.*

(5) *Da quanto si è detto precedentemente, è ovvio che s'intende per campo del fenomeno di spostamento lo spazio circondante il circuito entro cui si verifica questo movimento.*

(6) *Il senso della f.e.m. indotta corrisponde naturalmente al senso di spostamento delle cariche elettriche.*

(7) *Si ha un'espressione analoga in meccanica per definire la velocità di un corpo, considerata cioè come rapporto fra la variazione del corpo ed il tempo in cui si verifica tale variazione.*

(8) *La definizione di « flusso concatenato » con un circuito, si riferisce alla distribuzione a catena che si ha fra il circuito stesso e le linee d'induzione. Se si materializzano cioè tali linee, occorre interrompere il circuito o la linea d'induzione, per ottenere di separare una dall'altra.*

(9) *Ciò porta a concludere facilmente che durante il movimento il conduttore deve incontrare delle linee d'induzione, per cui il movimento dovrà avvenire perpendicolarmente al conduttore stesso e alle linee d'induzione del campo.*

ESERCIZI DA SVOLGERE

A. Una corrente elettrica di spostamento si accompagna ad un campo magnetico?

B. E' possibile materializzare le linee di forza del campo magnetico?

C. Se è noto il senso di spostamento delle cariche elettriche, si può conoscere la direzione ed il senso delle linee di forza circondanti il conduttore entro cui avviene questo spostamento?

D. Quale fenomeno si verifica disponendo in un campo magnetico un conduttore percorso da corrente?

E. Precisare la sollecitazione meccanica che si verifica tra due conduttori paralleli percorsi da una corrente diretta nel medesimo senso.

F. A quale determinante si deve la formazione della f.e.m. indotta?

G. Che cosa s'intende per induzione elettromagnetica?

H. Precisare brevemente le leggi fondamentali dell'induzione elettromagnetica.

I. Affidando ad un conduttore immerso in un campo magnetico una sollecitazione di moto in senso parallelo alle linee di forza del campo, si ottiene una f.e.m. indotta?

RADIOTECNICA

Cap. II

Calcolo delle grandezze alternative isofrequenziali

Le soluzioni che riguardano i problemi di somma algebrica, di prodotto e di rapporto fra due o più grandezze alternative isofrequenziali, aventi cioè la medesima frequenza, possono essere ottenute tenendo presente l'elemento distintivo della grandezza stessa, cioè la *fase*, con uno qualunque dei quattro metodi seguenti:

1) analitico;
2) rappresentazione con coordinate polari;
3) rappresentazione con coordinate cartesiani ortogonali;
4) rappresentazione con vettori.

Il metodo analitico segue le regole ed i procedimenti della matematica e può essere riferito ai valori istantanei, ai valori efficaci e anche ai valori massimi. Questo metodo è alla base di ogni studio scientifico e continuerà ad essere trattato periodicamente nella rubrica « QUESTIONI FONDAMENTALI DI CALCOLO MATEMATICO ». Esamineremo invece qui rapidamente gli altri due metodi.

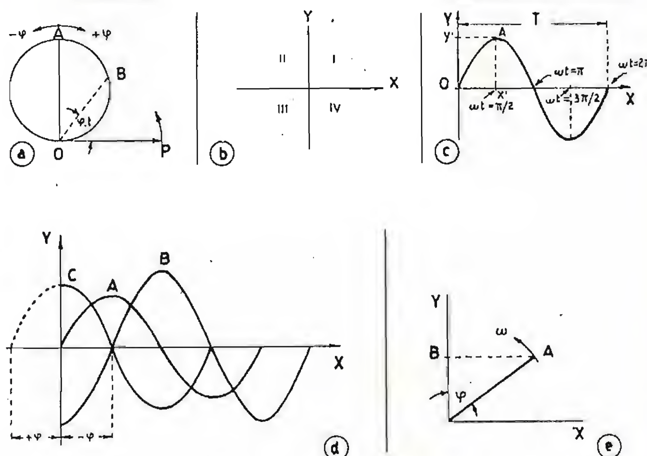


Fig. 1 a — Rappresentazione di una grandezza alternativa con coordinate polari.
O - polo; OP - asse polare; OA - ampiezza della grandezza alternativa.
Fig. 1 b — Coordinate cartesiane ortogonali.
Y - ordinata; X - ascissa.
I, II, III e IV - quadranti del piano.
(Le freccie indicano il verso positivo di ciascun asse).
Fig. 1 c — X'A - Y'A - coordinate cartesiane.
T - periodo.
Fig. 1 d — B è in ritardo di 1/4 di T rispetto ad A.
C è in anticipo di 1/4 di T rispetto ad A.
Fig. 1 e — OY - asse di riferimento; OA - vettore rappresentativo della grandezza alternativa; φ - angolo di fase; OB - valore istantaneo della grandezza alternativa.

1. Rappresentazione di una grandezza alternata con coordinate polari (fig. 1 a).

Fissato un punto O (polo) ed un segmente OP uscente da O (asse polare), si individua una grandezza alternativa:

a) mediante il diametro OA di una circonferenza tangente al polo e normale all'asse polare, che rappresenta l'ampiezza della grandezza stessa;

b) con la velocità angolare di ruotazione dell'asse polare, che si considera uguale alla pulsazione ω della grandezza ($\omega = 2\pi f$, f essendo la frequenza, cioè il numero di periodi compresi in 1 s;

c) con la lunghezza del segmento, OB intercettato in un angolo $\omega \cdot t$ di ruotazione dell'asse polare (cioè in un tempo *t*) e che rappresenta il valore istantaneo della grandezza stessa;

d) mediante il valore dell'angolo esistente inizialmente fra l'asse polare e il diametro della circonferenza e che si riferisce alla fase della grandezza stessa. Si osserva in proposito che il tempo $t = O$ corrisponde evidentemente alla posizione iniziale dell'asse polare.

Quando è φ O, il diametro principale OB ruota di un angolo φ rispetto all'asse polare. Se la grandezza alternativa è in anticipo di fase $(+\varphi)$, il diametro principale ruota in senso contrario (cioè in senso orario) alla ruotazione dell'asse polare. Per un ritardo di fase $(-\varphi)$ il senso di ruotazione è invece il medesimo di quello dell'asse polare.

2. Rappresentazione di una grandezza alternata con coordinate cartesiane ortogonali (fig. 1 b), c) e d).

Una grandezza alternata sinnusoidale, può essere illustrata graficamente su di un sistema di *assi ortogonali* (ascissa e ordinata). Genericamente questi assi si indicano con X e Y nell'ordine, cioè X per l'ascissa ed Y per l'ordinata. I due assi dividono il piano in quattro regioni o quadranti. Le coordinate, ascissa e ordinata, dei punti compresi in questi quattro quadranti, hanno come segno: per il I +e+; per il II —e+; per il III —e—; per il IV, +e— (fig. 1b).

I due assi ortogonali s'incontrano in un punto O detto, origine delle coordinate. Per ottenere la curva rappresentativa della grandezza alternativa è necessario (fig. 1c):

a) stabilire su ciascun asse il verso positivo tenendo presente che si conviene di orientare l'asse delle ordinate in modo che la direzione positiva sia ottenuta sovrapponendo il verso positivo dell'ascissa, sottoposta alla più piccola ruotazione in senso antiorario;

b) assegnare a ciascun asse un'unità lineare di misura corrispondente, per l'ascissa, al variare del tempo *t* nell'espressione ωt e, per l'ordinata, ai valori istantanei della grandezza stessa;

c) attribuire a ωt una serie di valori successivamente crescenti e individuare sull'ascissa le misure dei segmenti rappresentativi;

d) determinare ad ogni valore di ωt il corrispondente valore istantaneo della grandezza stessa ed individuare le ordinate corrispondenti a questi valori;

e) riunire i punti d'incontro dei segmenti rappresentanti i valori istantanei e i corrispondenti valori di ωt.

I segmenti rappresentativi sono detti *coordinate cartesiane* e definiscono univocamente il valore assoluto ed il senso della grandezza alternativa. Nel caso che sia $\varphi = O$, la curva è quella della fig. 1 d). Quando è $\varphi \pm O$, cioè quando la grandezza alternativa non è in fase, la curva subisce uno spostamento corrispondente al segno ed al valore dell'angolo di sfasamento, espresso in parti di raggio.

3. Rappresentazione vettoriale di una grandezza alternata (fig. 1 e).

Una grandezza alternativa è completamente individuata da un asse di riferimento e da un *segmento orientato*, cioè da un *vettore*, ruotante attorno ad un estremo con velocità angolare uguale alla pulsazione della grandezza stessa. In tal modo la lunghezza del raggio vettore rappresenta l'ampiezza della grandezza, mentre l'angolo che esso fa nella posizione iniziale con l'asse di riferimento, definisce la fase della grandezza stessa. Quando è $\varphi = O$, il raggio vettore coincide ovviamente con l'asse di riferimento. Per rappresentare l'angolo di fase occorre stabilire il senso di ruotazione del raggio vettore. Se si considera positivo, come è d'uso, il senso di ruotazione antiorario, un anticipo di fase $(+\varphi)$ comporta una ruotazione iniziale del vettore in senso antiorario di un angolo φ, mentre ad un ritardo di fase compete una ruotazione in senso orario. Con questo procedimento, il valore istantaneo è univocamente determinato dalla posizione del raggio vettore e, più precisamente, dal quadrante da esso occupato e dalla proiezione del raggio stesso, su un asse di direzione fissa OY. Il valore istantaneo ha infatti segno positivo quando il raggio vettore occupa il primo e il quarto quadrante, mentre è negativo quando si trova nelle regioni opposte.

L'intera sezione A costa L. 9000 ed è fornita dalla nostra Amministrazione inviando metà dell'importo all'ordine e metà contrassegno.

ESERCITAZIONE N. 1

(Per gli inscritti al CORSO)

L'esperienza didattica e professionale dei migliori docenti e di tecnici valenti, ha dimostrato la necessità di completare l'insegnamento teorico con una trattazione pratica sulla TECNICA DELLE RADIOCOSTRUZIONI *e sulla* TECNICA DI LABORATORIO. *Per questa ragione a coloro che vogliono farsi una cultura professionale, si preciseranno e si coordineranno i fondamenti di queste discipline, come del resto si era già previsto in sede d'impostazione del CORSO.*

L'iniziato, cioè colui che ha seguito per la prima volta su queste pagine uno sviluppo metodico della materia, non deve temere di sentirsi dire troppe cose. Nel lavoro si attuano i concetti teorici: null'altro. Non si dirà allo studioso: ecco lo schema elettrico, ecco lo schema di montaggio: così va fatto. Nella tecnica delle radiocostruzioni non si può ricercare i fondamenti in sè stessi, perchè essi, oltre ad aver subito un processo di elaborazione dettato dalla esperienza, sono una conseguenza di concetti particolari. Conoscere questi concetti nel loro sviluppo applicativo, vuol dire impadronirsi del lavoro professionale e non significa imitare, cioè copiare. Significa invece far proprie mille conoscenze, significa apprendere le leggi del minimo sforzo e del migliore rendimento.

*Lo svolgimento della materia segue due metodi nuovi studiati in modo da permettere a chiunque di eseguire il lavoro di costruzione, di riparazione e di messa a punto dei radioapparati. Il primo metodo riguarda l'*ELABORAZIONE GRAFICA DI UN TEMA SPECIFICO. *Il secondo si riferisce alla* REALIZZAZIONE EFFETTIVA DEL TEMA *stesso.*

L'elaborazione grafica, che può sostituire completamente la realizzazione pratica, si dimostra largamente sufficiente per formare una cultura professionale a chi ne è privo e per rendere più metodica, più aggiornata e più sicura quella degli altri.

Con questo sistema il tema proposto, per esempio: costruzione di un ricevitore a tre tubi, è svolto sostituendo al piano del telaio un foglio di carta sul quale devono essere fissati i diversi elementi costituenti il ricevitore stesso e che sono riportati sulla rivista unitamente al soggetto del tema. Segue a ciò la esecuzione grafica dei collegamenti che devono essere disposti in modo da ripetere esattamente la realizzazione pratica.

In questo modo, procedendo dal facile al difficile, precisando e semplificando, lo studioso si vede spianata la via della tecnica applicata.

Il metodo grafico può precedere il metodo pratico dal quale può essere anche ovviamente sostituito. A tale scopo il materiale necessario per le esercitazioni e per le costruzioni, che è stato suddiviso in quattro sezioni, può essere fornito dalla nostra Amministrazione a prezzo di costo. Lo studioso può richiedere una sola sezione e anche una parte o un solo elemento compreso in una qualuque sezione, in modo cioè da poter completare l'attrezzatura della quale egli eventualmente dispone. E' interessante osservare che con il materiale compreso in queste sezioni, oltre ad eseguire effettivamente le esercitazioni e le costruzioni previste, si viene a disporre di un efficentissimo ricevitore plurionda, di un moderno analizzatore e di un generatore di segnali modulati.

Lo sviluppo del TEMA relativo all'esercitazione N. 1 verrà riportato nel N. 7 di « RADIOTECNICA ». Precisiamo intanto il materiale costituente la sezione A, al quale ci si riferisce nella ESERCITAZIONE N. 1.

1 strumento a bobina mobile e a magnete permanente per c.c., con dispositivo di correzione dello zero;
1 coppia di spine d'innesto e 1 coppia di puntali, rossi e neri;
m. 2,50 di cavetto unipolare flessibile da mmq. 0,75 di sezione, con guaina in gomma antiossidante;
1 microraddrizzatore « Westinghouse », mod. M. 1;
1 commutatore a 2 vie, 8 posizioni;
1 deviatore doppio;
1 manopola indicativa in bachelite nera;
2 boccole in ottone a fondo chiuso con testa rossa e nera;
1 potenziometro a filo da 3 K-ohm;
1 bottone di bachelite;
2 shunt (per 10 mA e per 100 mA);
6 resistori da 1/2 W;
1 condensatore a carta da 10.000 pF, 1500 V;
1 pila da 4,5 V.

Nel N. 7 si tratterà largamente dell'ESERCITAZIONE N. 1.

Tecnica delle Radioriparazioni

P. SOATI

(*V. N.* 5, 1951, *pag.* 140)

b) il ronzio non cessa: la causa è da ricercarsi nel circuito di BF.

— Se l'accoppiamento è a trasformatore il ronzio può essere dovuto a correnti indotte su di esso dal trasformatore di alimentazione e quindi è necessario modificarne l'orientamento od effettuarne un accurato schermaggio.

— Il ronzio può essere dovuto a collegamenti che passano troppo vicini ai conduttori percorsi da c. a.; in tal caso è necessario allontanare gli uni dagli altri ed in particolare schermare i collegamenti di griglia.

— Se il ronzio permane verificare tutti i condensatori di accoppiamento allo scopo di accertarsi se qualcuno sia interrotto o staccato, provando direttamente a sostituirli.

Stadi susseguenti

Comportarsi come per lo stadio precedente tenendo presente che particolare attenzione deve essere rivolta: allo stadio rivelatore, il quale risente in modo notevole della presenza di componenti alternate, ai fili di collegamento del regolatore di volume ed a quelli del fono rivelatore che debbono essere schermati ed alle varie prese di massa. Queste ultime sono spesso causa impensata ed insidiosa del ronzio a causa di contatti imperfetti.

Ronzio modulato

Il ronzio modulato è dovuto alla modulazione con la stessa frequenza della rete, o di una sua armonica, di un segnale ad AF in arrivo al ricevitore e si verifica generalmente per segnali piuttosto forti dato che questi a mezzo del C.A.V. provocano un aumento della tensione di polarizzazione che rende possibile la rivelazione delle due frequenze sovrapposte.

Possono essere numerosissime, comprese quelle segnalate nel trattare il ronzio continuo, come valvole esaurite, induzione fra circuiti diversi ecc., e purtroppo che non sono sempre di facile individuazione. Evidentemente il ronzio modulato interessa gli stati compresi fra la rivelatrice e la presa d'aereo, oltre naturalmente gli organi percorsi da c. a. che ne sono l'origine.

E' necessario procedere stadio per stadio, come è stato consigliato nel paragrafo precedente, e sarà molto utile servirsi di un oscillatore non modulato iniziando il controllo dell'ultimo stadio a MF.

a) il ronzio è causato dall'assenza di presa di terra dimodochè il ritorno delle correnti ad alta frequenza avviene attraverso la rete di distribuzione.

Se non è possibile collegarsi alla presa di terra o se ciò non è sufficiente, mettere in parallelo al primario del trasformatore di alim. un condensatore la cui capacità si potrà trovare per tentativi partendo da un valore medio di 0,05 µF. (fig. 3) oppure collegare al secondario dello stesso trasformatore due condensatori aventi la capacità di circa 0,05 µF, come indicato in fig. 3 (C_1 e C_2). L'isolamento di tali condensatori dovrà essere di 2000 V.

Un sistema ancor più razionale è quello riportato nella fig. 4. La capacità dei condensatori in tal caso dovrà essere di circa 0,01 µF ciascuno e l'isolamento di 2000/3000 Volt.

b) Per apparecchi privi di trasformatore di alimentazione e perciò di presa di terra si può utilizzare lo schema riportato nella figura 5 in cui i condensatori Ca e Cb debbono avere la capacità compresa fra 0,1 e 0,5 µF e Cd fra 0.05 e 0.01 µF. Eliminando quest'ultimo condensatore e collegando la presa di terra nel punto T si potrà notare una ulteriore diminuzione del ronzio modulato.

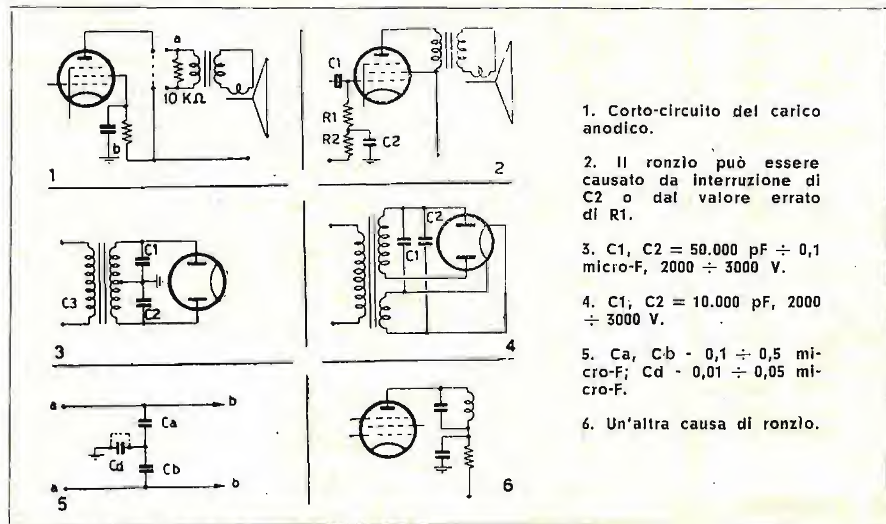
c) Uno stadio non perfettamente tarato, specialmente in presenza di valvole non troppo efficienti, può dar luogo a fenomeni di ronzio modulato; in tal caso l'unico rimedio è quello di procedere alla relativa taratura.

d) Schermi o prese di massa difettose. Il rimedio è evidente.

e) Collegamento di aereo disposto nell'interno dello chassis, o discesa di aereo che corrono vicini e paralleli ai conduttori di rete. In tal caso sarà necessario schermare od allontanare gli uni dagli altri.

f) Tensione anodica o di griglia schermo con tracce di c. a.

(*continua a pag.* 189)



1. Corto-circuito del carico anodico.

2. Il ronzio può essere causato da interruzione di C2 o dal valore errato di R1.

3. C1, C2 = 50.000 pF ÷ 0,1 micro-F, 2000 ÷ 3000 V.

4. C1, C2 = 10.000 pF, 2000 ÷ 3000 V.

5. Ca, Cb - 0,1 ÷ 0,5 micro-F; Cd - 0,01 ÷ 0,05 micro-F.

6. Un'altra causa di ronzio.

SAGGI DI TECNICA delle RADIORIPARAZIONI

Dott. R. A., Milano

1. Sostituzione dei condensatori a carta adoperati nel circuito del raddrizzatore.

Dovendo sostituire i condensatori a carta connessi tra il potenziale di riferimento e gli anodi del tubo raddrizzatore, è opportuno scegliere i tipi nei quali la tensione di prova sia superiore non meno di 10 volte alla tensione di esercizio. Così facendo si evitano le gravi conseguenze prodotte da un corto circuito di questi condensatori.

2. Innesco del tubo per l'amplificazione a frequenza intermedia; riproduzione caratterizzata da rilevanti distorsioni e da scarsa potenza di uscita. Causa.

Il circuito del resistore in parallelo al rivelatore è interrotto.

Ricerca sistematica.

La ricerca sistematica riguarda anzitutto la misura delle tensioni di alimentazione degli elettrodi dei tubi. Se queste tensioni risultano normali si procede alla verifica a freddo, cioè con apparecchio spento, dei valori dei resistori. Se il resistore in parallelo al rivelatore risulta interrotto, il tubo per l'amplificazione della frequenza intermedia genera delle oscillazioni persistenti per il fatto che il secondario del circuito di uscita (circuito anodo-catodo) non è smorzato dalla corrente del diodo. L'audizione può però avvenire ugualmente perchè il processo di rivelazione è assolto in tal caso dal diodo del c.a.s. La tensione a frequenza acustica, così ottenuta, può pervenire infatti, per capacità, all'ingresso degli stadi a frequenza acustica.

3. Riproduzione fonografica normale. Audizione radiofonica nulla. Causa.

Manca la tensione a frequenza locale.

Ricerca sistematica.

Si effettua la misura delle tensioni di alimentazione dei tubi che precedono il rivelatore. Se i valori ottenuti sono normali, si collega uno strumento da 1 mA di portata in serie al resistore di dispersione che è collegato tra il catodo e la griglia del generatore locale (il + dello strumento va al catodo).

Quando l'indicazione dello strumento è nulla o è troppo scarsa (< 100 µA), la tensione a frequenza locale è nulla. La conferma è data dalla ricezione della stazione locale ottenuta collegando un elettrodo del tubo ad un generatore di segnali non modulati, predisposto su una frequenza differente dalla frequenza della stazione locale di un importo in più uguale alla frequenza intermedia.

L'inconveniente ha come cause: l'esaurimento del tubo, il valore insufficiente delle tensioni di alimentazione, il corto circuito o l'interruzione del resistore di dispersione, l'inefficienza del contatto del commutatore di gamma, ecc.

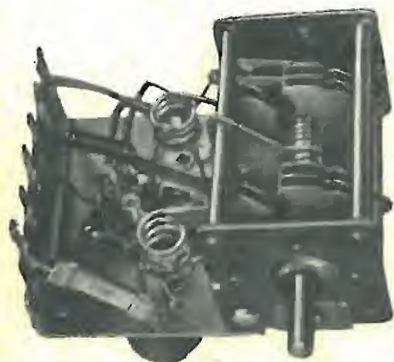
PARTI STACCATE *per* FM *della* S.p.A. GELOSO

Il problema di costruire dei ricevitori e dei sintonizzatori per FM, può considerarsi ora completamente risolto dalla S.p.A. GELOSO, che presenta a tecnici e a costruttori quattro realizzazioni di immediato impiego. Ciascuna di esse permette infatti a chiunque, anche ai meno esperti e a chi non possiede i mezzi tecnici adeguati, di raggiungere i migliori risultati.

Ciò per il fatto che queste realizzazioni si riferiscono allo stadio di conversione delle frequenze portanti e a quelli per l'amplificazione della tensione a frequenza intermedia, cioè proprio alle parti in cui il rigore della determinazione teorica e pratica non è sufficiente se non è affiancato da un appropriato sistema sperimentale di controllo. Oltre a questo pregio, indubbiamente meritorio, occorre tener presente la scelta opportuna di ogni singolo componente, che è sottoposto ad una serie preventiva di misurazioni e di controlli, nonchè la semplicità di utilizzazione, la permanenza della taratura e delle cifre di merito. Di ciascuna realizzazione, adoperata anche nel SINTONIZZATORE G.430 FM, si presentano ora le caratteristiche più salienti.

1 A - GRUPPO DI AF PER FM N. 2691.

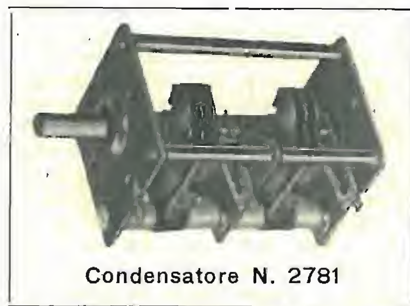
Comprende in un unico blocco le bobine ed il condensatore variabile di accordo del circuito selettore e di quello del generatore per la frequenza locale, i compensatori di allineamento e lo zoccolo di sostegno del tubo 6BE6. E' provvisto di entrata per linea da 300 ohm e per linea schermata avente un'impedenza compresa fra 50 e 75 ohm. Il guadagno del circuito di antenna è di circa 12 dB.



Gruppo di AF N. 2691

Questo gruppo copre la gamma prevista per FM, cioè fra 88 e 108 Mc/s e provvede a trasformare le frequenze portanti nella frequenza intermedia di 10,7 Mc/s.

L'allineamento nella zona delle frequenze meno elevate è affidato a nuclei di rame elettrolitico, mentre nelle frequenze più elevate sono adoperati dei microcompensatori in aria. Il montaggio è immediato. Si hanno solo sei connessioni, riferite ai terminali 6 (filo nero) e 2 (filo rosso) del trasformatore per la frequenza intermedia (N 2701), all'alta tensione che può essere fra 90 e 115 V, alla tensione alternata di 6,3 V (F) e al morsetto di antenna.



Condensatore N. 2781

Il funzionamento di questo stadio è caratterizzato da grande stabilità e da scarso livello del rumore di fondo. A ciò si è giunti per le particolari condizioni di funzionamento del tubo e con vari altri accorgimenti, specie per il disaccoppiamento del circuito del riscaldatore del catodo da quelli degli altri tubi.

Le frequenze di allineamento del gruppo corrispondono a 92 Mc/s e a 104 Mc/s. Il gruppo è consegnato già tarato.

1 B - GRUPPO DI AF PER FM N. 2692.

Differisce dal gruppo N. 2691 per essere provvisto anche del tubo 6BE6. Ciò permette di escludere in sede di utilizzazione le relative operazioni di allineamento per le quali si richiede, come è noto, un'attrezzatura particolare.

2 - CONDENSATORE VARIABILE A DUE SEZIONI A VARIAZIONE LINEARE DI CAPACITÀ, N. 2781.

E' caratterizzato da elevate cifre di merito determinate: *a*) dalla tolleranza millesimale delle lamine; *b*) dalla rigidità dell'incastellatura che esclude nel modo più assoluto l'effetto microfonico; *c*) dall'isolamento degli statori attuato con materiale ceramico per alta frequenza, trattato con speciale impregnazione nel vuoto; *d*) dalla resistenza trascurabile del contatto con il rotore, affidato a spazzole di bronzo fosforoso fortemente argentato. Il movimento del rotore, che è montato su cuscinetti a sfere, è caratterizzato da grande scorrevolezza. La variazione di capacità di questo condensatore è di 9,5 pF per sezione; la capacità residua è di 2,7 pF e la capacità fra le due sezioni è $<$ 0,1 pF, quando il condensatore è mantenuto nelle condizioni di minima capacità.

3 - SCALA PARLANTE PER FM : GAMMA 88 ÷ 109 Mc/s.

E' provvista di quadrante in cristallo illuminato per rifrazione e riporta la gamma di frequenza, quella dei canali e i nomi delle sei stazioni nazionali dalle quali è attualmente irradiato il III. programma. E' fornita di comando di sintonia già montato.

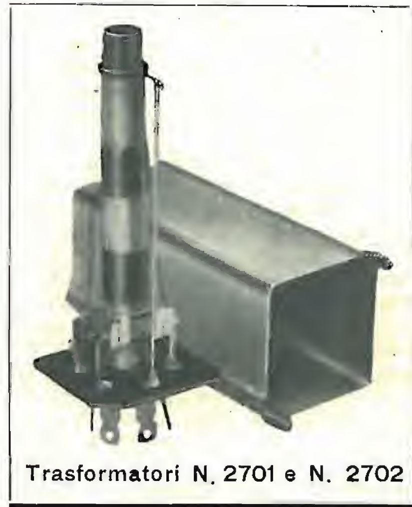
4 - TRASFORMATORI PER LA FREQUENZA INTERMEDIA DI 10,7 Mc/s, N. 2701 e N. 2702.

I trasformatori per la frequenza intermedia sono realizzati con condensatori di accordo fissi.

La regolazione della frequenza di accordo è ottenuta per variazione di permeanza. I nuclei sono fortemente guidati e sono evitati gli spostamenti accidentali mediante una doppia molla di pressione.

Un altro accorgimento importante è rappresentato dal fatto che i nuclei sono stabilmente connessi a massa. Ciò evita infatti le incertezze della regolazione prodotta dal cacciavite.

Di questi due trasformatori il tipo 2701 è costituito da due avvolgimenti ed è quindi da adoperare negli stadi che precedono il rivelatore.



Trasformatori N. 2701 e N. 2702

Il tipo 2702 è invece previsto per il rivelatore a rapporto (ratio detector), sistema questo che è ormai preferito al discriminatore - rivelatore di Foster e Seeley per il fatto che esso esclude la necessità di effettuare la limitazione separata di ampiezza. Particolarmente interessante è la linearità della curva di responso del trasformatore N. 2702 che si estende per circa 400 Kc/s.

CONSULENZA

di Giuseppe Termini

63. Principio di funzionamento e particolarità costruttive dei dittafoni CASTELLI (Via Marco Aurelio, 25 - Telef. 28.35.69, Milano).

Sig. D. Gullu, Sassari.

Tra i sistemi di registrazione e di riproduzione immediata a carattere anche non permanente, quale cioè è richiesto nei dittafoni, si è ormai largamente imposto quello elettromagnetico, in cui il supporto è rappresentato da un filo o da un nastro di acciaio. Con questo sistema ci si riferisce essenzialmente a due proprietà caratteristiche dell'acciaio, cioè al *magnetismo residuo* e alla *forza coercitiva*.

Il principio di funzionamento è molto semplice. Il filo o il nastro di acciaio, che è animato da un moto di traslazione, è portato preventivamente alla saturazione (S, fig. 48) mediante l'azione di un campo H1 costante. All'uscita di questo campo H è uguale a zero ed il punto S si sposta in A. In queste condizioni il supporto perviene nel campo della bobina di registrazione in cui circola una componente continua, alla quale si sovrappone la componente a frequenza acustica che si richiede di registrare. Segue da ciò una magnetizzazione che può dirsi di *polarizzazione*, corrispondente cioè al campo — H1 generato dalla componente continua.

Ad esso si sovrappone il campo alternativo a frequenza acustica che porta il supporto a lavorare entro il tratto B, B1, per esempio, del ciclo d'isteresi. In queste condizioni quando il supporto è fatto uscire dal campo della bobina di registrazione, permane una variazione di flusso B', B1' che, se è introdotta nel circuito magnetico di una bobina riproduttrice, determina in essa delle f.e.m. proporzionali alla causa formatrice, cioè alle f.e.m. che hanno creato il flusso di registrazione. A queste due fasi di registrazione e di riproduzione segue una terza fase detta di *cancellazione*, nella quale si annulla la magnetizzazione.

Da questi semplici principii si perviene in pratica ad un gruppo di problemi assai più complicati, specie per i requisiti di fedeltà, di semplicità costruttiva e di esercizio che si richiedono.

Questi problemi che devono essere considerati tanto in sede teorica quanto in sede costruttiva, hanno trovato delle soluzioni particolarmente significative nei magnetofoni CASTELLI, le cui prestazioni risultano infatti realmente aderenti alle necessità pratiche.

Per il mezzo portante si è preferito il filo al nastro in conseguenza al minore ingombro e alla più facile reperibilità. I vantaggi caratteristici del nastro risiedono infatti unicamente nel fenomeno di magnetizzazione e possono essere accettati solo per applicazioni particolari.

Il movimento di traslazione del filo che deve avere un'elevata uniformità e che deve raggiungere il medesimo valore passando dalla fase della registrazione a quello della riproduzione, è stato ottenuto con un procedimento meccanico di movimento differenziato. La velocità normale di traslazione, dalla quale dipende la durata della registrazione, è di circa 1,4 m/s, in buon accordo cioè con i calcoli teorici che dimostrano che il valore della velocità di traslazione determina il valore della frequenza più elevata che può essere registrata (circa 2 m/s per 9 Kc/s).

Tra i diversi altri accorgimenti di dettaglio dettati dall'esperienza e richiesti in sede di utilizzazione, si comprende:

a) il comando delle fasi di esercizio che è ottenuto mediante un rélè e che può avvenire sia direttamente sull'apparecchiatura mediante adatti pulsanti, sia a distanza (telecomando) nel modello RM — R3C3/A, mentre è affidato ad un organo manuale nel modello RM — R3C3/B;

b) l'orologio contaminuti che nel modello RM — R3C3/A è anche provvisto di dispositivo di blocco automatico per la fine e per l'inizio della corsa.

I magnetofoni CASTELLI oltre a servire come dittafoni, possono essere anche adoperati per registrare le radioaudizioni.

Ulteriori informazioni possono essere richieste a mio nome e a nome della rivista al dott. Castelli, via Marco Aurelio 25, Milano.

64. Sostituzione di un tubo 25Z4 con un tubo 35Z5.

Sig. A. Casu, Cagliari.

La sostituzione può avvenire immediatamente:

a) escludendo dalla catena attuale dei riscaldatori in serie lo zoccolo di sostegno del tubo 25Z4;

b) sostituendo al riscaldatore di questo tubo un resistore $R = V/I = 25/0{,}3 = 83$ ohm, 10 W;

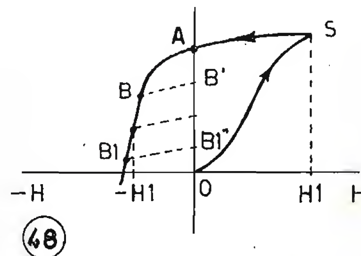
c) connettendo il riscaldatore del tubo 35Z5 alle prese del trasformatore di alimentazione corrispondenti alle tensioni di 125 V e di 160 V.

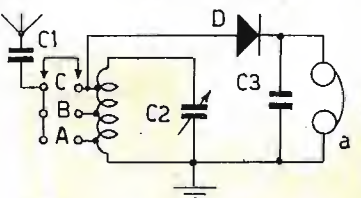
65. Disposizione per annullare il ronzìo in un ricevitore ad alimentazione diretta dalla rete.

Sig. L. Paoli, Trento.

L'efficacia del filtro di livellamento costituito da un resistore da 1200 ohm in serie ai circuiti di alimentazione e da due condensatori da 32 μF in parallelo ad esso, non è rilevante e costituisce la causa dell'inconveniente lamentato. A ciò si può ovviare sostituendo anzitutto al resistore un'impedenza a nucleo di ferro ($10 \div 30$ H, $200 \div 500$ Ω).

Anche aumentando il valore del resistore si migliora l'effetto di livellamento, ma si ha lo svantaggio di diminuire il valore della tensione disponibile. L'efficacia del filtro migliora infine aumentando la capacità dei due condensatori elettrolitici.





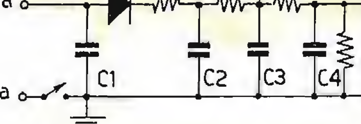


Fig. 48 — Registrazione del suono su un materiale magnetico.
Fig. 49 — C1, C2, C3 - 500 pF; a - cuffia; A, B, C - v. testo; D - rivelatore (detector) a cristallo di galena.
Fig. 50 — C1 - 20.000 pF; C2, C3 - 32 micro-F, 250 V; C4 - 100 micro-F, 25 V; R1 - 245 ohm; R2 - 175 ohm; R3 - 1200 ohm; R4 - 230 ohm.
A - + 90 V; B - 7,5 V, 50 mA; C - 0 V.

Un altro provvedimento di immediata attuazione e di effetto concreto è quello che riguarda la connessione di un condensatore da 15.000 pF tra la griglia schermo del tubo UF41 e l'uscita del filtro di livellamento. Con questo sistema si sfruttano le proprietà amplificatrici possedute dalla griglia schermo rispetto al circuito anodico, rappresentate dal fatto che in quest'ultimo si ritrovano amplificate e con fase opposta le tensioni alternative applicate alla griglia schermo stessa. Se a questa perviene quindi una frazione della componente alternativa che si ha all'uscita del filtro (componente del ronzìo) si stabilirà sull'anodo una componente alternativa di fase opposta a quella che si ha sull'anodo per effetto del circuito di alimentazione. Da qui una riduzione rilevante del ronzìo, imputabile infatti in gran parte all'elevata amplificazione esplicata dal tubo UF41. Dimensionando opportunamente questo condensatore l'importo del ronzìo può raggiungere un valore trascurabile.

Le operazioni che si richiedono per attuare questo provvedimento, riguardano unicamente le connessioni del condensatore da 15.000 pF che è bene siano quanto più corte possibile. Nè la struttura del filtro, per il quale si è adottata una disposizione normale (1200 ohm, 2 x 32 µF), nè quella del circuito di alimentazione della griglia schermo del tubo UF41 (condensatore di dispersione e resistore di caduta) devono essere modificati.

66. Relazione tra il valore della resistenza dinamica di un circuito di carico e la lunghezza d'onda in metri di funzionamento.

Sig. F. Costa, Genova.

Questa relazione non costituisce un paradosso, bensì una regola pratica e si riferisce alle condizioni richieste per non andare incontro ad un effetto di dissintonia sostituendo un tubo con un altro. Affinchè ciò avvenga occorre che la resistenza dinamica *Rd* del circuito sia $< 1/\omega \cdot \Delta C$, nella quale essendo $\omega = 2\pi f$, è $f = v/\lambda$, mentre con ΔC si sono rappresentate le variazioni normali di capacità di un tubo da un altro tubo dello stesso tipo. Poichè si può ritenere che sia $\Delta C = \pm 0{,}6$ pF, l'espressione di cui sopra diventa:

$$Rd < 1/\omega \cdot 0{,}60 \cdot 10^{-12}$$

e giustifica, come si è detto, la regola pratica citata.

67. Interpretazione delle misure di tensione effettuate su di un ricevitore.

Sig. M. Macchi, Milano.

Per interpretare correttamente le misure di tensione occorre tener presente, in ogni caso, che la resistenza interna del voltmetro non è infinita e che esso può essere attraversato da una corrente uguale e anche, a volte, superiore di quella che si ha nel circuito in esame. Lo strumento provoca, per conseguenza, una caduta di tensione non trascurabile e fornisce una indicazione sensibilmente inferiore al valore che si ha quando lo strumento è escluso. In pratica questo fenomeno è particolarmente evidente quando si misura la tensione esistente fra l'anodo ed il catodo di un triodo EBC41, o simili, in cui si comprende un resistore di carico di 0,2 M-ohm, dello stesso ordine di grandezza cioè della resistenza interna dello strumento. In queste condizioni l'indicazione fornita dallo strumento aumenta aumentandone la portata, ossia aumentando il valore del resistore addizionale in serie, perchè a ciò corrisponde un aumento della resistenza complessiva del circuito dello strumento. Segue infatti una diminuzione dell'intensità della corrente nel circuito stesso dello strumento e quindi una diminuzione della caduta di tensione che esso provoca.

L'errore di lettura risulta normalmente trascurabile solo nel caso che l'intensità della corrente esistente nel circuito in esame, sia uguale a qualche diecina di milliampere, condizione questa che si verifica solo nei tubi destinati all'amplificazione di potenza. In tutti gli altri stadi l'indicazione è sempre inferiore al valore realmente esistente.

Occorre infine ricordare che tra le diverse tensioni esistenti in un ricevitore normale, quella del c.a.s. (controllo automatico di sensibilità) quanto può essere misurata se non adoperando un voltmetro a tubo. Ciò per il fatto che la resistenza del circuito del c.a.s. è enormemente più elevata di quella dello strumento.

68. Resistori catodici di autopolarizzazione e condensatori di dispersione.

Sig. Dott. A. Morelli, Pavia.

Tra i diversi sistemi con i quali si può ottenere la tensione di polarizzazione del tubo senza ricorrere ad un generatore separato, ha largo impiego la connessione al catodo di un resistore di valore opportuno.

Avviene allora che la componente continua della corrente anodica (e anche della griglia schermo, se si tratta di un pentodo) che perviene al catodo attraverso l'alimentatore anodico, provoca una caduta di tensione ai capi del resistore che determina una tensione positiva fra catodo e potenziale di riferimento e negativa tra griglia e catodo, se la griglia è anch'essa collegata al potenziale di riferimento.

Il valore di questo resistore che occorre determinare sia in sede di progetto sia, spesse volte, per effettuare la riparazione, è di grande importanza perchè da esso dipendono: la *fedeltà della riproduzione*, il *consumo dell'apparecchio*, cioè della corrente che si richiede sia erogata dall'alimentatore e la *durata dei tubi*. Questi richiedono infatti una tensione di polarizzazione (tensione negativa di griglia) adeguata alle funzioni esplicate dal tubo, in modo cioè normalmente da escludere la formazione di una corrente di griglia. Il valore di questo resistore è calcolato dall'espressione della legge di ohm ($R = V/I$), quando è nota la tensione di polarizzazione V e l'intensità della corrente complessiva che perviene al catodo.

A questa formola si ricorre in generale negli stadi a frequenza acustica nei quali, note le tensioni di alimentazione degli altri elettrodi (anodo e griglia schermo), risulta conosciuto immediatamente il valore di V sia dall'esame delle curve caratteristiche, sia dalle precisazioni fornite dal costruttore.

Negli stadi a radiofrequenza e a frequenza intermedia si incontrano invece diversi altri fattori, quali quello del valore di amplificazione, del rapporto segnale/rumore e della stabilità, che dànno al resistore catodico un valore particolare anche se compreso intorno a quello calcolato o fornito dal costruttore. La potenza dissipata in un resistore in serie al catodo è calcolata dal rapporto V^2/R (W, V, Ω).

In generale, se si presenta la necessità di sostituire il resistore di polarizzazione senza conoscere il valore del resistore originale, ci si deve riferire a quanto è precisato dal costruttore del tubo. Eventuali instabilità possono essere successivamente eliminate aumentando ad un intorno non molto elevato il valore di esso.

Il sistema di autopolarizzazione per caduta di tensione nel circuito del catodo non può ritenersi completo se non si considera anche il valore della capacità del condensatore connesso in parallelo ad esso. Lo scopo è evidente se si considera che nel circuito del catodo, oltre alle componenti continue, perviene anche la componente alternativa che si ha sull'anodo e che è provocata dalla tensione eccitatrice. Il condensatore ha infatti lo scopo di offrire una resistenza (reattanza capacitiva) alle componenti alternative enormemente più bassa di quella rappresentata dal resistore stesso. Così facendo la tensione agli estremi di esso è determinata unicamente dalle componenti continue degli elettrodi ed è quindi indipendente dall'ampiezza e dalla frequenza della tensione eccitatrice.

Questo compito è legato alla frequenza per il fatto che il condensatore oppone una reattanza (ostacolo) alla componente alternativa, calcolata dall'espressione $1/2\pi fC$, in cui con f si è appunto indicato la frequenza della componente stessa. Nel caso, in particolare, di stadi a frequenza acustica, occorre che questo condensatore abbia una capacità particolarmente elevata (da 10 µF a 150 µF) per ottenere che il periodo di carica sia adeguatamente elevato in relazione al periodo più lungo (frequenza più bassa) della componente alternativa stessa. Segue da ciò che per migliorare la curva di responso nella zona delle frequenze più basse, è necessario adoperare un condensatore avente una capacità particolarmente elevata.

69. Cause determinanti le distorsioni e l'insufficiente potenza di uscita di un amplificatore autocostruito da 15 W.

Sig. C. Lumi, Torino.

Queste cause possono essere considerate in numero di quattro, cioè:

1) sovraccarico del tubo preamplificatore per eccessivo valore della tensione eccitatrice o per insufficiente valore della tensione di polarizzazione;

2) tubi esauriti o in corso di esaurimento;

3) impedenza inadeguata (troppo debole) del trasformatore di uscita;

4) valore inesatto delle tensioni di alimentazione degli elettrodi.

Ulteriori precisazioni possono essere fornite inviando lo schema elettrico dell'amplificatore unitamente ai valori dei diversi elementi e, possibilmente, anche delle tensioni di alimentazione dei diversi elettrodi.

70. Silenziamento di un termoforo.

Sig. F. Giulini, Verona.

I disturbi irradiati dal termoforo in conseguenza alla periodica apertura e chiusura del circuito di alimentazione del resistore, possono essere eliminati collegando un condensatore a mica da 5000 pF tra i terminali dell'interruttore.

71. Influenza della temperatura sui condensatori fissi a mica e a carta.

Sig. P. Recchia, Pescara.

L'aumento di temperatura produce normalmente un aumento di conducibilità nei condensatori a mica ed un aumento, meno importante, delle perdite dielettriche. Anche la capacità del condensatore a mica subisce una variazione (normalmente negativa) per effetto dell'aumento di temperatura.

L'importo di queste variazioni dipendono dalle caratteristiche costruttive del condensatore, nonchè dal tipo e dal trattamento subìto dai materiali con i quali esso è costruito. Esse sono normalmente trascurabili quando la temperatura non è molto prossima a 50° C. Fra 50 e 70° C le variazioni sono invece più importanti perchè entro questo intorno si comprendono i punti di fusione delle sostanze impregnanti (normalmente a base di paraffina). Le variazioni di conducibilità e di capacità non hanno carattere permanente e possono essere ovviamente evitate con una sistemazione adeguata.

Più importante è invece l'influenza della temperatura sui condensatori a carta, specie per la diminuzione della resistenza alla tensione, che non risulta uniformemente distribuita entro l'intera superficie delle armature. La diminuzione localizzata della resistenza alla tensione provoca infatti la perforazione del dielettrico entro un tempo generalmente non elevato.

72. Schema elettrico di un ricevitore a cristallo.

Sig. Rag. C. Fanti, Potenza.

E' riportato nella fig. 49 ed è costituito da una bobina, da un condensatore variabile, da un cristallo rivelatore, da un condensatore fisso e da una cuffia. La bobina è realizzata con 110 spire affiancate di filo da 0,25 mm di diametro, avvolte su un tubo di cartone bachelizzato da 25 mm di diametro ed è provvista di tre prese ottenute, rispettivamente, alla 30ª spira (A), alla 50ª spira (B) e alla 80ª spira (C) dall'inizio O dell'avvolgimento. Da queste tre prese si accede ai circuito di antenna mediante un semplice cavallotto di corto circuito. Alla terza presa (C) è connesso anche il rivelatore a cristallo, accorgimento questo che ha il vantaggio di diminuire lo smorzamento del circuito oscillante prodotto dal circuito del rivelatore (cristallo-cuffia). Per antenna può servire ottimamente il cosidetto tappo-luce, realizzato connettendo il morsetto D ad un polo della rete a c. a.

73. Circuito di alimentazione dalla rete a c. a. per gli anodi e le griglie schermo di 4 tubi (+ 90 V) e per la catena in serie dei filamenti (7,5 V, 50 mA). Tensione della rete: 160 V.

Sig. R. Ferro, Messina.

E' precisato nella fig. 50 unitamente ai valori dei diversi elementi.

74. Rilevante rumorosità del commutatore di gamma.

Sig. L. Parente, Roma.

Se la rumorosità è prodotta, come è presumibile, da incertezza di contatto fra statore e rotore, conseguente alla presenza di uno strato di ossido sulla superficie delle lamine, si può ottenere di eliminare questo strato agendo sulle lamine con del tetracloruro di carbonio.

75. Schema elettrico dettagliato di un preamplificatore di tensione a due ingressi.

Sig. L. Celli, Prato.

Questo insieme può essere realizzato nel modo precisato dalla fig. 51, nella quale si è adoperato il doppio triodo ECC40 (T1). Ogni altra precisazione di dettaglio è riportata nello schema stesso.

76. Inconvenienti caratteristici provocati dall'uso della controreazione nei circuiti a B.F.

Sig. M. Rizzati, Siracusa.

I circuiti di controreazione non sono effettivamente immuni da inconvenienti. Essi riguardano, più precisamente:

a) la diminuita amplificazione;

b) l'instabilità di funzionamento;

c) il ritardo (sfasamento) tra la tensione di controreazione e la tensione che si ha nel circuito in cui è introdotta la tensione stessa di controreazione; questo fatto è particolarmente nocivo nel caso che le variazioni di tensione (o di corrente), assumano una importante rapidità;

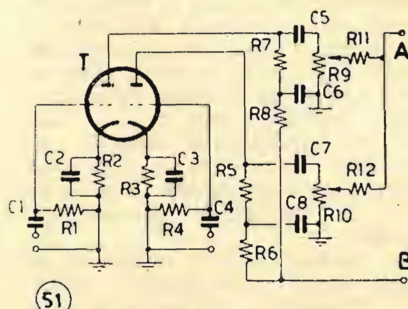
d) l'incompleta eliminazione della distorsione non lineare.

Per ovviare a questi inconvenienti senza complicare eccessivamente la struttura dell'amplificatore, si richiede di diminuire quanto più possibile la tensione di controreazione.

77. Schema elettrico dettagliato di un semplice ricercatore di segnali (signaltracer) con indicatore visivo a tubo e con testa esploratrice provvista di rivelatore a cristallo.

Don. F. L., Roma.

Si riporta nella fig. 52 lo schema elettrico in questione, unitamente ai valori dei diversi elementi.



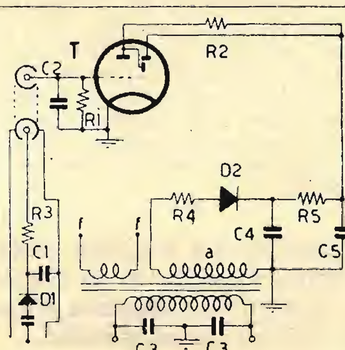


Fig. 51 — T - ECC40. R1, R4 - 0,5 M-ohm; R2, R3 - 2 K-ohm; R5, R7 - 0,1 M-ohm; R6, R8 - 10 R-ohm; R9, R10 - 1 M-ohm; R11, R12 - 1 M-ohm.
C1, C4 - 10.000 pF; C2, C3 - 25 micro-F, 30 V; C5, C7 - 20.000 pF; C6, C8 - 0,1 micro-F.
A - all'ingresso del tubo UF41 (T2); B - al + A.T. (200 ÷ 250 V).

Fig. 52 — T - 6E5. D1 - 1N34; D2 - Raddrizzatore al selenio per 50 mA max; R1 - 2 M-ohm; R2 - 0,5 M-ohm; R3 - 0,5 M-ohm; R4 - 50 ohm, 1 W; R5 - 5 K-ohm, 1 W.
C - 500 pF; C1 - 150 pF; C2 - 10.000 pF; C3 - 10.000 pF; C4, C5 - 32 micro-F, 250 V.

78. Tubi ECH42, EF41, EBC41, EL41, AZ41. Schemi tipici d'impiego, connessioni ai portatubi e caratteristiche essenziali d'impiego.

Sig. C. Marino, Padova.

Si riporteranno i dati richiesti nel N. 7.

79. Semplice misuratore di uscita a tubo.

Sig. F. Spello, Bologna.

E' riportato nella fig. 54 ed è costituito da un tubo EB4, da un trasformatore di uscita per stadio in controfase,

da uno strumento M da 1 mA di portata e da tre resistori R1, R2 ed R3 connessi in circuito mediante un commutatore a tre posizioni. Il trasformatore Tr ha il primario connesso agli anodi del bidiodo e preleva la necessaria tensione mediante il secondario che dev'essere connesso all'uscita del ricevitore, in parallelo cioè alla bobina mobile dell'altoparlante.

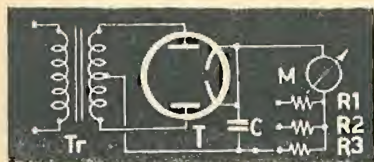


Fig. 53

R1 - 1 K-ohm; R2 - 20 K-ohm; R3 - 50 K-ohm.

80. Ricevitore a reazione con tubo 117L7 e dati costruttivi delle bobine.

Sig. C. Gremizzi, Roma.

E' riportato nella fig. 32 insieme alle connessioni al portatubo e ai dati costruttivi delle bobine. Poichè il tubo 117 L7 comprende un tetrodo a fascio per l'amplificazione di potenza, oltrechè un diodo raddrizzatore, occorre che esso sia preceduto da un altro tubo per poter effettuare la rivelazione, ossia la separazione della componente a frequenza acustica (modulante) da quella portante a radiofrequenza.

A ciò serve infatti il pentodo rimlock UF41 (T1), scelto per le elevate caratteristiche tecniche e per la scarsa potenza richiesta dal riscaldatore del catodo. Con questo tubo la rivelazione avviene nel circuito della griglia controllo. Agli estremi del resistore R1 si stabilisce, più precisamente, una tensione a frequenza acustica prodotta dalla corrente che si ha durante le elongazioni positive della tensione eccitatrice.

In questo modo il tubo T1 esplica una funzione amplificatrice rispetto alla tensione eccitatrice e provvede a fornire la tensione di comando al tubo T2.

L'accoppiamento induttivo stabilito fra l'anodo del tubo T1 e il circuito selettore ha il compito d'introdurre in quest'ultimo una parte della componente a radiofrequenza che coesiste sull'anodo con quella a frequenza acustica. Così facendo (effetto retroattivo o retroazione) la tensione a frequenza portante che si ha agli estremi del circuito selettore riesce aumentata, purchè tra la tensione introdotta dall'anodo e quella fornita dall'antenna sussista una particolare relazione di fase, determinata, in pratica, dal senso con cui la bobina L2 è avvolta rispetto alla bobina L1, ciò che è la stessa cosa, dall'ordine con cui sono eseguite le connessioni. Quando queste relazioni di fase sono rispettate, la componente a radiofrequenza riportata dall'anodo alla griglia può provocare nel circuito selettore una tensione persistente, che impedisce l'ascolto, in quanto viene ad interferire con quella portante in arrivo.

Il tubo funziona in tal caso da generatore autoeccitato.

Quando invece queste condizioni non sono raggiunte, provvedendo per esempio a disperdere una frazione della componente stessa (condensatore variablie C3), il tubo risulta parzialmente autoeccitato. L'effetto retroattivo (reazione) mantenuto al di sotto dell'innesco delle oscillazioni persistenti, provoca un incremento della tensione a frequenza portante, analogo a quello che si potrebbe ottenere diminuendo, con altri mezzi, le resistenze dissipatrici del circuito stesso. Segue quindi un aumento del Q e, per conseguenza, degli indici di sensibilità e di selettività dell'insieme.

Un'altra particolarità di questo ricevitore è rappresentata dall'uso del graduatore di potenziale R4. Esso ha lo scopo di poter ottenere una regolazione manuale del volume, senza agire sull'effetto retroattivo. Così facendo si può infatti mantenere il tubo al limite dell'innesco (condizioni di massima sensibilità e di massima selettività) ed ottenere separatamente la regolazione precisata.

Per l'alimentazione, infine, si provveta, per evitare un'eccessiva caduta di tensione agli estremi del resistore R6.

I riscaldatori dei catodi sono collegati in serie nell'ordine precisato dallo schema. Il resistore R7 in parallelo al riscaldatore del tubo 117 L7, ha il compito di far pervenire a questi l'intensità di corrente richiesta e che è di 90 mA, mentre per il tubo UF41 occorrono 100 mA.

Il resistore R7 dev'essere quindi percorso da una corrente di 100 — 90 = 10 mA e poichè agli estremi di esso si ha una tensione di 117 V, occorre sia:

$$R7 = 117/10 = 11,7 \text{ Ohm},$$

valore che può essere facilmente realizzato con cordoncino da 1000 Ohm per m, avvolto su un supporto isolante.

La potenza che occorre dissipare in esso è:

$P = R \cdot I^2 = 11,7 = 0,09^2 = 0,094$ W ed è quindi sufficiente prevedere una dissipazione massima di 1/4 di W.

Si ricorda in ultimo che questo ricevitore è collegato col telaio ad un conduttore della rete a c.a. e che non è de direttamente con la rete a corrente alternata mediante il diodo contenuto nel tubo T2 e che è seguito da un normale filtro di livellamento (C8, C9, R6). L'anodo del tubo T1 dev'essere connesso all'entrata del filtro, anzichè all'uscita quindi possibile far uso di una presa di terra se non attraverso un condensatore da 0,1 μF. Oltre a ciò l'operatore deve provvedere ad isolarsi dalla terra quando intende venire a contatto con le parti metalliche del ricevitore.

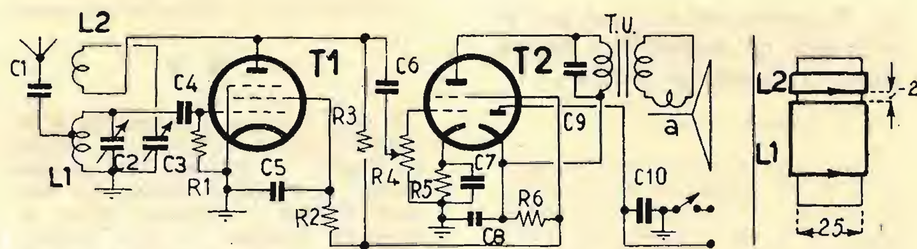


Fig. 54 — T1-UF41; T2-117-L7.
R1-2 M-ohm; R2-0,5 M-ohm; R3-0,15 M-ohm; R4-0,5 M-ohm; R5-100 ohm, 1 W; R6-1200 ohm, 1 W.
C1-50 pF; C2, C3 - 500 pF; C4 - 200 pF; C5 - 0,1 micro-F; C6 - 10.000 pF; C7-10 micro-F, 30 V;
C8, C9, - 32 micro-F, 250 V. C10 - 20.000 pF, 1500 V.
T.U. - trasformatore di uscita, impedenza primaria 4 KΩ.
a - altoparlante magnetodinamico per 3 W max modulati.
R7 - v. testo.
L1 - 125 spire affiancate; filo rame smaltato da 0,2 mm;
L2 - 40 spire affiancate; filo rame 0,15 mm.

Il condensatore C9, omesso dallo schema, s'intende collegato fra il catodo del raddrizzatore e la massa.

Fig. 55 — T1-1LC6; T2-1LN5.
B-45 V; B1-3 V.
R1 - 2 M-ohm; R2 - 0,5 M-ohm; R3 - 0,1 M-ohm; R4 - 1 M-ohm.
C1 - 50 pF; C2, C3 - 500 pF; C4 - 250 pF; C5 - 0,1 micro-F; C6 - 10.000 pF; C7 - 3000 pF; C8 - 10.000 pF.
L1, L2, V. Fig. 54.
Z - Impedenza di carico; nucleo 12 x 12 mm; filo 0,10 mm smaltato; spire 3000.

Ringrazio sentitamente per le espressioni di entusiasmo con cui segue e propaganda instancabilmente la nostra rivista.

81. Schema elettrico di un ricevitore portatile a reazione; tubi 1LC6 e 1LN5. Tensione anodica di alimentazione: 45 V. Ascolto in cuffia.

Sig. Romano Kaneve, Trieste (TLT).

Lo schema in questione è riportato nella fig. 34 unitamente ad ogni precisazione di dettaglio. Si è realizzato un rivelatore per griglia con reazione (tubo T1), seguito da un amplificatore di tensione a frequenza acustica (tubo T2).

Le cifre di sensibilità e di selettività di un ricevitore a reazione sono in relazione all'effetto retroattivo, regolato quantitativamente dal condensatore C3. Esiste una condizione, in prossimità all'innesco delle oscillazioni persistenti, in cui queste cifre raggiungono il valore migliore.

82. Procedimenti e criteri per individuare gli elementi di regolazione di un gruppo di A. F.

Sig. A. Bortolotti, Padova.

Gli elementi di regolazione di un gruppo di A . F . dipendono dalla costruzione adottata e possono comprendere, oppure no, anche la regolazione dell'induttanza. Quando questa regolazione è possibile, si ha normalmente a che fare con nuclei ferromagnetici spostabili per avvitamento, entro il supporto della bobina. Se le bobine sono provviste di nucleo regolabile, gli elementi di regolazione sono in numero di quattro per ciascun campo d'onda. Si ha cioè : 1) il compensatore del selettore, 2) il compensatore del generatore locale, 3) il nucleo del selettore, 4) il nucleo del generatore. L'individuazione di ciascun elemento è agevole se si può accedere nell'interno del gruppo. La bobina di accordo del generatore locale ha un numero di spire che è sempre minore di quello della bobina di accordo del selettore. Inoltre ad essa è connesso un condensatore fisso che ha un valore intorno a 400 pF per le O.M. e che è tanto più elevato nei vari campi delle onde corte, quanto maggiore è la massima frequenza di accordo. Se l'individuazione diretta degli elementi è invece difficoltosa, si può pervenire ugualmente a precisare quanto è richiesto.

Accordando il ricevitore su di una stazione avente una lunghezza d'onda molto prossima a quella più corta della gamma, si agisce sui diversi compensatori fino ad individuare quello che è in grado di escludere la stazione stessa. Questi è il compensatore del generatore locale e dev'essere adoperato per l'allineamento sulle frequenze più elevate della gamma.

Individuato questo compensatore ed ottenuta con esso la corrispondenza della stazione ricevuta con l'indicazione nominativa della scala, si ricerca il compensatore del circuito selettore. Ad esso corrisponde un aumento o una diminuzione dell'intensità del segnale, senza però che esso venga ad essere spostato rispetto all'indicazione della scala. Accordando il ricevitore in una zona prossima alla lunghezza d'onda più elevata della gamma, si ha a disposizione il nucleo ferromagnetico della bobina del generatore o un compensatore in parallelo al condensatore in serie ad essa (padding) per far coincidere la stazione ricevuta con l'indicazione della scala. Questo elemento è individuato immediatamente per il fatto che la regolazione si accompagna ad uno spostamento immediato della stazione. La regolazione del nucleo del circuito selettore, che dev'essere anch'essa effettuata in prossimità delle frequenze più basse della gamma (onde più lunghe), introduce una variazione nell'intensità del segnale. La regolazione è da ritenere avvenuta in corrispondenza della massima uscita.

In modo analogo si procede per gli altri campi d'onda, nei quali però il nucleo di ferro non è sempre previsto, così come può mancare (a torto) il condensatore in serie alla bobina del generatore locale. Si agisce in tal caso sui compensatori in corrispondenza delle frequenze più elevate di ogni gamma e sul passo della bobina (distanza fra spire adiacenti) per le frequenze più basse.



E' stato risposto privatamente ai Signori: T. Bertelli, Genova - G. Privitera, Napoli - L. Magnoni, Somma Lombardo - G. Camilleri, Palermo - B. Mercone, Caserta - P. Falcone, Roma - A. Mondello, Palermo - A. Savi, Trieste - S. Signaroli, Gussago (Brescia) - G. Belli, Roma - W. Fabbri, Brisighella (Ravenna) - G. Lauro, Napoli - G. Mariani, Mestre - P. Introzzi, Varese - G. Rubino, Milano - A. Rulli, Roma - C. Gremizzi, Roma - T. Sacchetti, Roma - F. Morino, Aviano (Udine) - G. Bulloni, Macerata - D. Scipioni, Ortona - G. Teja, Torino - A. Pettinelli, La Spezia - R. Vezzà, San Stino di Livenza (Venezia) - E. Busiello, Napoli - S. Rotunno, Apice (Benevento) - R. De Marco, Ancona - R. Daguin, Chollant S. Victor (Valle d'Aosta).

Altre 128 consulenze sono in corso di affrettata esecuzione e verranno spedite in questi giorni.

Recensione

« TELEVISION », Vol. V e VI, edito dalla RCA Rev., USA.

Questi due interessantissimi volumi raccolgono le principali relazioni delle esperienze e realizzazioni effettuate dai collaboratori della RCA in questi ultimi anni, e trattano quindi argomenti quanto mai interessanti e di attualità sia nel campo fisico-matematico sia nelle applicazioni pratiche.

Tra gli articoli di notevoli importanza si notano quelli relativi la trasmissione e la ricezione delle immagini, la televisione a colori, le onde decimetriche etc.

Questi volumi sono veramente indispensabili a coloro che desiderano dedicarsi seriamente allo studio dei problemi della televisione.

CONSULENZA di IIPS

Sig. Roncallo, Genova.

Attualmente non mi risulta che la telegrafia sia obbligatoria per ottenere la licenza provvisoria. Potrà esserlo in avvenire dato che il regolamento di Atlantic City dice testualmente: « Ogni persona che manipola una stazione di amatore deve aver dato prova ch'essa è idonea alla trasmissione ed alla ricezione ad udito dei segnali del codice morse. Le amministrazioni interessate possono non esigere tale requisito quando trattasi di stazioni che usano frequenze superiori ai 1000 mc/s ».

Sig. Frigeri, Novara.

Ecco le stazioni radiofoniche che trasmettono durante il mattino e da lei non individuate: kc 21620 Colombo (Ceylon), kc 21660 Delhi, 15145 Recife (Brasile) - 15150 Bandoeng (Indonesia) - 15320 Shepparton (Australia). Sulla gamma kc 7100-7150 al pomeriggio trasmettono le seguenti stazioni: 7100 Mosca, 7115 Mosca, 7120 Londra, 7127 Tangeri, 7140 Londra, 7150 Mosca. La Turchia effettua trasmissione in lingua italiana fra le ore 20.45 e le 21 su kc/s 9465.

Sig. Castelli, Napoli.

Esistono: il Certificato Internaz. di RT di 1ª classe - certificato intern. di 2ª classe - certificato RT di 3ª classe - certificato generale di radiotelefonista - certificato limitato di radiotelefonista. I primi due danno naturalmente l'autorizzazione ad usare anche qualsiasi impianto radiofonico di bordo o terrestre. Il certificato di 1ª classe permette l'imbarco come ufficiale a bordo delle navi di 3ª categoria e successivamente su quelle di 2ª e di 1ª - quello di 2ª classe permette l'imbarco su navi di 3ª e 2ª classe. Il certificato di 3ª permette di prestare servizio su navi in possesso di apparati RT, pur non avendone l'obbligo. Il certificato generale di radiotelefonista è utilizzabile su navi che hanno apparati fino a 100 watt, quello limitato, fino a 50 watt. Naturalmente i primi due certificati danno la possibilità di svolgere servizio anche presso stazioni costiere o terrestri. Il relativo programma di esame, che comprende l'elettrotecnica e la radiotecnica, è troppo vasto per riportarlo sulla rivista. Si procuri « Le nuove norme per la concessione dei certificati di abilitazione ai servizi radioelettrici a bordo delle navi mercantili » edito dalla Libreria di Stato, il quale oltre al programma completo contiene l'elenco dei documenti necessari e costa solo 50 lire.

Sig. Riveri, Milano.

Effettivamente a cura della FCC vengono pubblicate le curve di propagazione le quali permettono di stabilire con un anticipo di tre mesi la frequenza massima e quella ottima per comunicazioni fra punti diversi. Esse variano anno per anno in relazione al variare delle macchie solari che hanno un ciclo undecennale. Che tali curve siano approssimative lo dimostra il fatto che in questi ultimi tempi si sono verificati scarti superiori al 30 % ed anche per questa ragione le stazioni di radiodiffusione e quelle che servono ad assicurare i collegamenti fissi si servono contemporaneamente di più onde e malgrado ciò, a causa di fatti imprevisti, sovente la ricezione è tutt'altro che ideale. ★

Corrispondenza con i lettori

P. SOATI

*** Dott. Cattacchio, Bari - F. Cassese, Nola - G. Franchino, Ponticelli - P. Falcone, Roma - E. Corona, Milano - G. Mariani, Mestre.**

Grazie per i versamenti relativi all'abbonamento. Lo stesso avrà decorrenza regolare dal numero richiesto. Gli arretrati sono stati regolarmente spediti. Ossequi.

*** Sig. Rag. V. Bianconi, Roma.**

Le abbiamo spedito regolarmente il n. 4 e successivamente il n. 5. Per le informazioni che desidera l'assicuro che ben presto tratteremo l'argomento sulla rivista.

*** Sig. Brugnolotti, Bolzano.**

Ti ho spedito i numeri arretrati. Ho scritto pure alla persona che mi hai indicato. Resto in attesa di buone notizie. Salutoni.

*** S. Belli, Firenze - D'Antone, Catania - I. Cardinali, Bologna - G. Modolo, Venezia.**

I numeri richiesti sono stati regolarmente spediti. Ringraziamenti e cordialità.

*** Sig. V. Caniglia, Lecce.**

Le sono stati spediti i n. 1, 2, 3 e 5. Circa la durata del corso troverà negli stessi precisazioni ben chiare. Cordiali saluti.

*** S. Laversero, Verolengo - L. Martoni, Aosta.**

Vivissimi ringraziamenti per la loro rimessa e per il rinnovo dell'abbonamento. Cordialità.

*** Ing. N. Cavalli, Alessandria - Ing. Di Pisa, Alessandria - Dott. A. Pizzini, Bolzano - R. Tavazzani, Milano - G. Pilati, Trento.**

Molti ringraziamenti per la loro adesione alla rivista e per le gentili espressioni. Ossequi.

*** Sig. Ing. Rinaldi, Spoleto.**

Grazie per l'adesione. Speriamo che la nostra raccomandata le sia giunta regolarmente. Ossequi.

*** G. Budetta, Montecorvino - E. Scarfo, Rosarno - A. Ancillotti, Bellaria - S. Bosso, Asti.**

È stato spedito regolarmente il numero richiesto. Cordiali saluti.

*** Sig. N. Cafarelli, Popoli.**

Le è stato spedito anche il n. 5. Prossimamente pubblicheremo la tabella che le interessa. Cordialità.

*** Sig. G. Teja, Torino.**

Abbiamo considerato il suo abbonamento con decorrenza dal n. 5 mentre le abbiamo inviato i n. 1 e 4 contro assegno. Cordiali saluti.

*** Sig. D. Angelo, Milano.**

Sì, abbiamo notato che le imitazioni continuano; vuol dire che la nostra strada è quella giusta. Grazie delle utilissime informazioni. Saluti cordiali.

*** E. Ferlini, Imola - R. Vezzoni, Mantova.**

I numeri richiesti sono stati spediti con allegato il bollettino per la rimessa ccp. Ringraziamenti e cordiali saluti.

*** C. Gremizzi, Roma - M. Trodini, Napoli - G. Proverbio, Serrariccò - P. Bognanni, Napoli - E. De Carli, Tortona - G. Pinza, Napoli.**

Abbiamo ricevuto le relative rimesse ed abbiamo dato corso senz'altro all'abbonamento. Ringraziamenti e saluti.

*** V. Angello, Roma - U. Riello, Udine - D. Turrini, Pegli - T. Riva, Monticelli - W. Zanardi, Fossano.**

Abbiamo spedito i numeri richiesti per i quali ci è giunta regolare rimessa. Cordialità.

*** Sig. De Sanctis, Roma.**

Come richiesto il suo abbonamento decorre dal n. 1 ad eccezione del n. 4 già in suo possesso. Grazie e cordiali saluti.

*** A. Mingardi, Firenze - O. Ferrario, Casalecchio s. Reno - G. Marullo, Palermo - G. Barruso, Roma.**

Tutti i numeri richiesti o prenotati sono stati regolarmente spediti. Cordialità.

*** Geom. A. Gazzanego, Viterbo - A. Pettinelli, La Spezia.**

Abbiamo spedito i numeri richiesti. Cordialità.

*** Sig. Fratteni, Cagliari.**

Per le norme d'abbonamento veda quanto pubblicato con il n. 5. Le ho spedito i tre numeri richiesti, quindi per avere diritto all'abbonamento annuale ed a questi numeri invii L. 2100. Grazie per le sue parole di approvazione e cordiali saluti.

*** Sig. E. Giovannini, Chivasso.**

Il suo abbonamento avrà decorrenza dal n. 1 escluso il n. 3; quindi le sono stati spediti i n. 1, 2, 4 e 5. Grazie e cordialità.

*** Sig. O. Rabitti, Genova.**

Grazie per l'abbonamento, al quale è stata data decorrenza dal n. 1 con la immediata spedizione dei primi cinque fascicoli. Cordiali saluti.

*** Sig. La Marca, S. Cataldo.**

Le sono stati spediti contro assegno i n. 1, 2 e 3. Cordiali saluti.

*** L. Negrotti, Pistoia - De Sanctis, Pistoia - M. Bonfà, Mantova - G. Privitera, Napoli.**

Grazie per il rinnovo. Cordialità.

*** Sig. D. Griffoni, Bagni di S. Casciano.**

Il suo abbonamento avrà decorrenza dal n. 5 che le è stato spedito. Ringraziamenti e cordiali saluti.

*** Sig. M. Borgnino, Strambino.**

Grazie per il versamento effettuato. Le è stato spedito regolarmente il n. 5. Cordialità.

*** Sig. G. Ferrari, Genova.**

Senz'altro potremo spedirti la rivista in Argentina. Tieni presente che per l'estero viene eseguita la spedizione raccomandata, per evitare disguidi che porterebbero ad eccessive perdite di tempo. Ti ho spedito i n. 4 e 5 e restiamo in attesa del tuo nuovo indirizzo. Auguri e saluti.

*** Sig. Del Mauro, Napoli.**

Mentre la ringraziamo per il suo rinnovo l'assicuriamo che le è stata rispedita una copia del n. 4. Cordialità.

*** Sig. G. Calabria, Palermo.**

Le sono stati spediti i tre numeri relativi la sua rimessa. Speriamo di annoverarla presto fra i nostri abbonati. Ossequi.

*** Sig. S. Benelli, S. Pietro Casale.**

Il suo abbonamento decorrerà dal n. 5 compresi i n. 1, 2 e 3 che le sono stati spediti. Cordiali saluti.

*** A. Furnari, Catania - S. Vasques, Catania.**

Sono stati spediti i numeri richiesti e per i quali ci è giunto il versamento. Grazie e saluti.

*** Sig. A. Cassese, Nola.**

Speriamo che abbia ricevuto i n. 1 e 2. La ringraziamo tanto del versamento quanto delle gentili parole. Cordialità.

*** Sig. R. Moltrasio, Gerenzano.**

Il n. 4 si è incrociato con la sua lettera. Grazie per l'abbonamento. Cordiali saluti.

*** Sig. A. Ercolei, San Felice P.**

Esiste senz'altro anche in Italia il programma che mi chiedi. In quanto all'elenco che chiedi sarà pubblicato senz'altro. Ti ho risposto dettagliatamente per lettera. Cordialità.

*** Sig. C. Bardoni, Pavia.**

Ho risposto immediatamente alla tua lettera ma non avendo avuto la conferma che attendevo ritengo non ti sia pervenuta. Ti prego spedirmi senz'altro l'opuscolo. Grazie e saluti.

RADIORIPARAZIONI

di P. Soati

(*cont. da pag.* 182).

Migliorare la cellula filtrante del raddrizzatore ed eventualmente mettere una resistenza in serie al circuito anodico o di griglia schermo, del valore medio di 5000 ohm ed una capacità del valore compreso fra 0,1 e 0,5 μF come indicato nella fig. 6.

g) Collegamenti ad AF o a MF, ed in particolare quelli di griglia o di placca, troppo vicini ai conduttori percorsi da c. a. Allontanare o schermare.

h) Tensione di polarizzazione errata a causa del valore errato della resistenza catodica, oppure valore errato della resistenza di griglia.

Per tentativi trovare il valore esatto delle resistenze.

L'elenco delle cause del ronzio e dei relativi rimedi potrebbe continuare, ma in tal caso la nostra esposizione anzichè chiarire le idee in proposito finirebbe con confonderle. ★

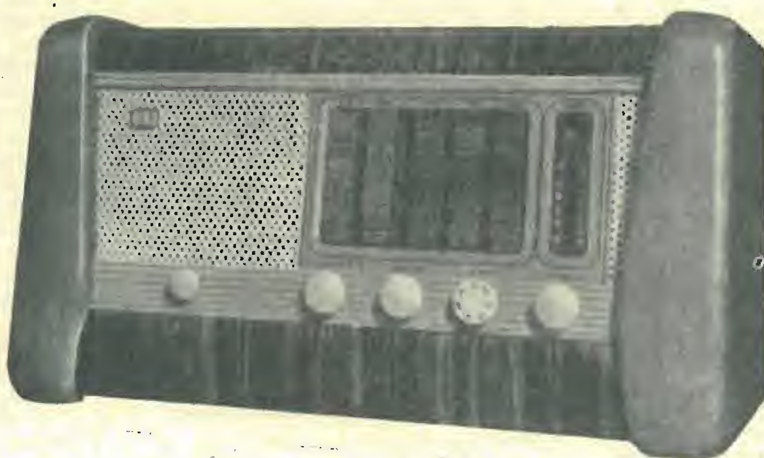
Autorizz. Trib. di Milano N. 2072 ● Direttore Responsabile: GIUSEPPE TERMINI ● Arti Grafiche A. Gorlini - Milano



A·B·C RADIO COSTRUZIONI

Milano - Via Tellini, 16 - Telefono 92294

Ricevitore R. 972-FM



- **Duplice ricevitore**: uno per ricezione di segnali modulati in ampiezza; uno per modulazione di frequenza (FM)
- Complessivamente 11 valvole più occhio magico
- Responso elettroacustico uniforme nel campo delle frequenze musicali e loro armoniche (40÷14000 periodi)
- Speciale altoparlante per la riproduzione delle frequenze elevate
- Stadio d'uscita in controfase con 8 Watt di potenza d'uscita
- Commutazione su 7 posizioni (FONO - OM 1 - OM 2 - OC 1 - OC 2 - OC 3 - FM)
- Indicatore elettronico di sintonia (occhio magico)
- Trasformatore a prese universali (110 - 125 - 140 - 160 - 180 - 220)
- Mobile elegantissimo con finiture di radiche pregiate: cm. 62x36x26 di profondità - Peso Kg. 10

RADIO - TELEVISIONE

- Ricevitori radiofonici di elevate qualità
- Ricevitori con alimentazione a c. a. e batterie
- Ricevitori per modulazione di ampiezza e di frequenza (AM/FM)
- Televisori, produzione propria
- Ricevitori professionali
- Ricevitori antievanescenza, sistema "DIVERSITY"